

วงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการ
คอมแพนดส์ัญญาณแบบซิดลาบิค

SYLLABIC-COMPANDING TANH FILTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของงานศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

ISBN 974-15-1332-8

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการ
คอมแพนดส์สัญญาณแบบซิดลาบิก

SYLLABIC-COMPANDING TANH FILTER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2548

เลขหมู่: 58640
เลขทะเบียน: 91 ส.ศ.
วันที่: 2549

ISBN 974-15-1382-8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ให้บริการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ปีที่พิมพ์: 2549 ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

SYLLABIC-COMPANDING TANH FILTER



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRONIC ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2005

ISBN 974-15-1382-8
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2005

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิก
นักศึกษา	นายพิเชษฐ์ ชัชวารี
รหัสนักศึกษา	44061301
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2548
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ.ดร. อภินันท์ ธนชยานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบวงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิกเพื่อให้ได้พิสัยพลวัตที่กว้างและการสูญเสียกำลังงานต่ำโดยใช้เทคโนโลยี BiCMOS ขนาด 0.8 ไมครอน วงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิกประกอบด้วยวงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์และวงจรถ่วงจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส วงจรถ่วงจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสประกอบด้วยวงจรถ่วงจับค่าสองร่วมกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบล็อก เพื่อขึ้นชั้นถึงสมรรถนะของวงจรรวมใช้โปรแกรม Cadence Spectre ในการจำลองการทำงานและออกแบบวงจรถ่วงจับค่าด้วยโปรแกรม Cadence-Virtuoso

Thesis Title	Syllabic-Companding <i>tanh</i> Filter
Student	Mr. Pichet Chatchawaree
Student ID.	44061301
Degree	Master of Engineering
Programme	Electronic Engineering
Year	2005
Thesis Advisor	Asst. Prof. Dr. Apinunt Thanachayanont

ABSTRACT

This thesis is concerned with the design of a syllabic companding filter using the hyperbolic tangent function (*tanh*). The syllabic companding *tanh* filter comprises a *tanh* filter and a current mode peak detector. The newly proposed current mode peak detector comprises a log-domain lowpass filter and a current squarer. A 3rd-order Elliptic filter has been designed and simulated using Cadence Spectre with process parameter from a 0.8- μm . BiCMOS technology. Simulation results have verified that the filter achieve 81.5 dB dynamic range with 2.4 mW power dissipation.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับความเมตตาจาก คุณพ่อคุณแม่ ผู้ที่คอยให้กำลังใจและความห่วงใยตลอดมา ขอขอบพระคุณผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. อภินันท์ ธนชยานนท์ ผู้เสียสละเวลาอันมีค่าคอยให้ความรู้ให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางการ แก้ไขปัญหาที่ถูกต้องตลอดมา

ขอขอบพระคุณครูอาจารย์ทุกท่านที่อบรมให้ความรู้อันเป็นประโยชน์ต่อการศึกษา

ขอขอบพระคุณพี่ๆ เพื่อนๆ และน้องๆ ทุกท่าน โดยเฉพาะสมาชิกห้อง LAB MDRD ที่ ให้กำลังใจและความช่วยเหลือเสมอมา

ขอขอบพระคุณ โครงการสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ (ReCCIT) ที่ให้การสนับสนุนการทำวิจัยมาโดยตลอด

ขอขอบพระคุณบัณฑิตวิทยาลัย ที่ได้สนับสนุนการทำวิจัยครั้งนี้

คุณค่าและประโยชน์อันใดอันหนึ่งมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณ

ทุกท่าน

พิเศษจุฬ

ชัชวารี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญภาพ	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์	5
1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์	5
บทที่ 2 การคอมแพนซ์ของวงจรกรอง	7
2.1 บทนำ	7
2.2 กำลังงานสูญเสียและค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรอง	8
2.2.1 กำลังงานสูญเสียและอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนวงจร กรองแบบ RC	8
2.2.2 กำลังงานสูญเสียและค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองแบบแอกทีฟ	9
2.2.3 กำลังงานสูญเสียและค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนซ์	11
2.3 เทคนิคการคอมแพนซ์ของวงจรกรอง	12
2.3.1 เทคนิคการคอมแพนซ์ขณะหนึ่งของวงจรกรอง	12
2.3.2 เทคนิคการคอมแพนซ์แบบซิดลาบิกของวงจรกรอง	16
2.3.3 เทคนิคการคอมแพนซ์แบบซิดลาบิกของวงจรกรองด้วยการใช้ไบอัส แบบพลวัต	18
2.4 สรุป	20
บทที่ 3 วงจรกรองที่มีการคอมแพนซ์สัญญาณแบบซิดลาบิก	21
3.1 บทนำ	21
3.2 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุ	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารร่าง 3.3 วงจรกรองแบบสี่ขั้วในวงวนเพื่อลดการสั่นพ้องเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่น 24
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.4 วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์	25
3.5 วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์	27
3.6 ผลการจำลองการทำงาน	29
3.7 สรุป	31
บทที่ 4 วงจรตัวจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแส	32
4.1 บทนำ	32
4.2 คุณสมบัติของวงจรและการออกแบบ	32
4.3 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแส	37
4.3.1 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแสแบบอินพุตด้านเดียว	37
4.3.2 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแสแบบอินพุตแตกต่างกัน	38
4.4 ผลการจำลองการทำงาน	39
4.5 สรุปผลการจำลองการทำงาน	43
บทที่ 5 วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิก	44
5.1 บทนำ	44
5.2 คุณสมบัติของวงจรและการออกแบบ	45
5.2.1 วงจรกรองแบบทรานส์คอนคักแดนซ์-ตัวเก็บประจุ	45
5.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิกอันดับที่สาม	47
5.3 วงจรกรองไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่สามที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิก.....	52
5.4 ผลการจำลองการทำงาน	54
5.5 สรุปผลการจำลองการทำงาน	58
บทที่ 6 บทสรุป	62
6.1 สรุปผลการวิจัย	62
6.2 ข้อเสนอแนะแนวทางการทำวิจัยเพื่อพัฒนาต่อ	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง	64
ภาคผนวก ก. ความสัมพันธ์ของกำลังงานสูญเสียกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	68
ภาคผนวก ข. วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิก	72
ภาคผนวก ค. วิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรกรองไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่ง	78
ภาคผนวก ง. วิเคราะห์หาตัวแปรสถานะใหม่ของวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณ แบบซิดลาบิค	95
ภาคผนวก จ. วิเคราะห์วงจรกำเนิดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณ แบบซิดลาบิค	97
ภาคผนวก ฉ. การออกแบบวงจรทางกายภาพ	101
ภาคผนวก ช. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์	103
ประวัติผู้เขียน	122

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ค่าพารามิเตอร์วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่ง	30
4.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรตรวจจับสัญญาณ โหมคกระแส	40
4.2 สรุปสมรรถนะของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมคกระแสแบบด้านเดียว	43
5.1 ข้อกำหนดคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอลลิปติกอันดับที่สาม	53
5.2 สรุปเปรียบเทียบผลของกำลังงานสูญเสีย แบนด์วิดท์ ค่าพิสัยพลวัต และค่านอร์แมลไลซ์กำลังงานสูญเสียของวงจรกรองแบบเอ็คทีฟ.....	60



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 ระบบที่ใช้เทคนิคการคอมแพนด์.....	2
1.2 การคอมแพนด์ที่ใช้อัตราการลดทอนและอัตราขยายไม่เป็นเชิงเส้น	3
1.3 การคอมแพนด์ที่ใช้การปรับเปลี่ยนอัตราการลดทอนและอัตราขยาย.....	3
2.1 การคอมแพนด์สัญญาณของวงจรกรอง	7
2.2 วงจรกรองอันดับที่หนึ่งแบบ RC	9
2.3 กำลังงานของสัญญาณและสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของวงจรกรองแบบแอ็คทีฟ	10
2.4 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองแบบแอ็คทีฟ	10
2.5 วงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์	11
2.6 วงจรอินทิเกรตเทคนิคการคอมแพนด์ชนิดหนึ่ง	13
2.7 วงจรอินทิเกรตเทคนิคการคอมแพนด์แบบซิดลาบิค	17
2.8 บล็อกไดอะแกรมรูปแบบทั่วไปของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์ซิดลาบิค	18
2.9 บล็อกไดอะแกรมการทำงานเลียนแบบ โครงสร้างความแตกต่างที่มีการไปอัสแบบพลวัต โดยเปลี่ยนแปลงตามเวลากับสัญญาณอินพุต	18
2.10 วงจรกรองแบบบล็อกอันดับที่หนึ่งเทคนิคการคอมแพนด์แบบซิดลาบิคด้วยการไปอัสแบบพลวัต	19
3.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรกรองที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิดลาบิค	21
3.2 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับที่หนึ่ง	22
3.3 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิดลาบิค.....	24
3.4 วงจรกรองแบบบล็อกอันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิดลาบิค	25
3.5 วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิดลาบิค	27
3.6 วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์อันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิดลาบิค	29
3.7 สัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณรบกวนของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งที่มีการคอมแพนด์แบบซิดลาบิคเปรียบเทียบกับกรคอมแพนด์ชนิดหนึ่ง	30
4.1 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดแรงดัน	33
4.2 กราฟคุณลักษณะของไดโอดชนิดรอยต่อพีเอ็น	34
4.3 บล็อกไดอะแกรมวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแส	35

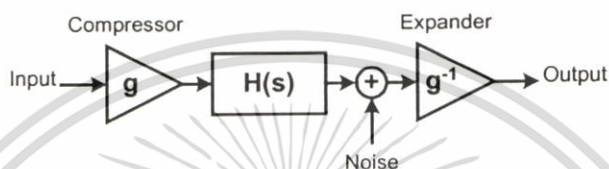
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 วงจรสำหรับสังเคราะห์วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส	35
4.5 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบอินพุตด้านเดียว	37
4.6 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่าง	39
4.7 ผลจำลองการทำงานวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบอินพุตด้านเดียว ที่ความถี่อินพุต 100 kHz ขนาด 100 μ A	40
4.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส แบบอินพุตแตกต่างที่ความถี่อินพุต 100 kHz ขนาด 100 μ A	41
4.9 ผลการจำลองค่าอัตราส่วนของกระแสไฟตรงที่เอาต์พุตต่อขนาดของอินพุต ที่อินพุตความถี่ 0 Hz และ 1.5 MHz	41
4.10 ผลการจำลองอัตราส่วนกระแสกระเพื่อมที่เอาต์พุตต่อค่าเอาต์พุตกระแสไฟตรง ที่ความถี่อินพุต 500 kHz และ 1.5 MHz	42
5.1 วงจรกรองแบบทรานส์คอนคักแดนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับที่สาม	45
5.2 วงจรกรองแบบทรานส์คอนคักแดนซ์-ตัวเก็บประจุแบบเอลลิปติกอันดับที่สาม	47
5.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณ แบบซิมลาบิคอันดับที่สาม	52
5.4 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่	55
5.5 ผลการจำลองผลตอบสนองทางเวลา	55
5.6 ผลการจำลองการตอบสนองทางเวลาของวงจรกรองโดยการเปลี่ยนแปลงขนาดและ ความถี่ของสัญญาณอินพุต	56
5.7 ผลการจำลองการเลื้อนออกของความถี่คัทออฟเนื่องจากผลกระทบของอุณหภูมิ	57
5.8 ผลการจำลองการวัดความเป็นเชิงเส้นของวงจรกรอง	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลาแบบแอกทีฟ เช่น สามารถทำงานที่ความถี่สูงและปรับความถี่คัทออฟของวงจรมีได้เพื่อชดเชยความคลาดเคลื่อนเนื่องจากกระบวนการสร้างวงจรรวม ส่วนค่าพิสัยพลวัต (Dynamic Range : DR) สูงสุดของวงจรรองแบบแอกทีฟ เช่น Active-RC , Switched - Capacitor , Gm-C และ Opamp-MOSFET-C ก็จะถูกจำกัดด้วยขนาดของแรงจ่ายแรงดันและขนาดของกระแสไบอัสของวงจรมี ซึ่งค่าพิสัยพลวัตของวงจรรองนั้นเป็นคุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งของวงจรรอง โดยที่ค่าพารามิเตอร์นี้เป็นค่าความต่างระหว่างขนาดมากที่สุดกับขนาดน้อยสุดที่สามารถใช้เป็นสัญญาณอินพุตของวงจรรองและยังคงผลให้วงจรรองยังคงรักษาสมรรถนะเดิมอยู่



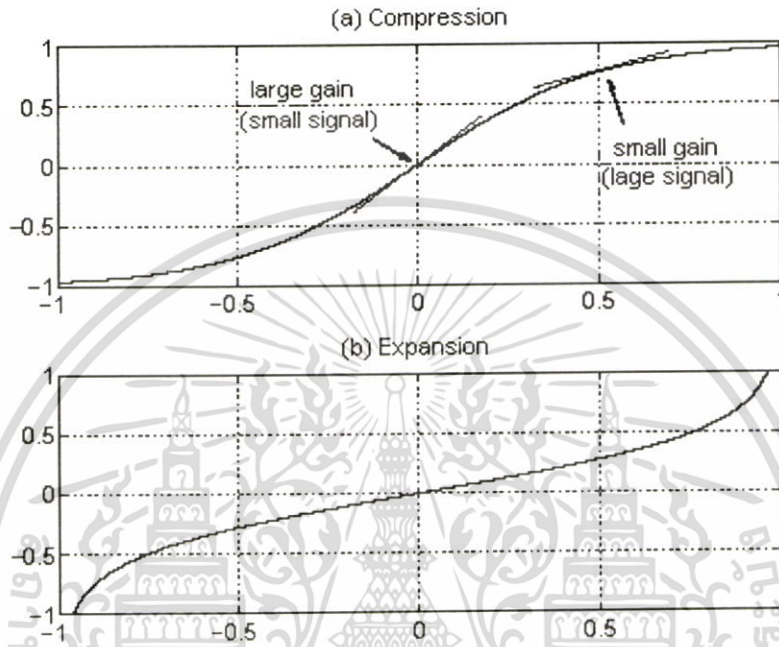
รูปที่ 1.1 ระบบที่ใช้เทคนิคการคอมแพนดิ่ง

เทคนิคที่ใช้สำหรับการแก้ไขปัญหานี้จากที่กล่าวมาในข้างต้นของวงจรรองเพื่อให้ได้ค่าพิสัยพลวัตกว้างและลดการสูญเสียกำลังงานลงคือเทคนิคการคอมแพนดิ่งดังแสดงในรูปที่ 1.1 เมื่อระบบที่พิจารณาเป็นวงจรรองและประกอบด้วยส่วนของบล็อกการบีบอัด (compressor) และบล็อกการขยาย (expander) เทคนิคนี้สามารถปรับอัตราลดทอนหรืออัตราขยายของบล็อกการบีบอัดและบล็อกการขยายของสัญญาณที่กำลังพิจารณาให้มีความเหมาะสมกับปริมาณสัญญาณรบกวนในระบบและความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจากสัญญาณอินพุตที่เข้ามาในระบบขณะนั้นๆ จากเงื่อนไขที่ใช้ในการปรับอัตราลดทอนหรืออัตราขยายของบล็อกการบีบอัดและบล็อกการขยายของสัญญาณที่กำลังพิจารณาขณะนั้นๆ จึงสามารถแบ่งเทคนิคของการคอมแพนดิ่งเป็นสองเทคนิคด้วยกันคือเทคนิคการคอมแพนดิ่งขณะหนึ่ง (instantaneous companding technique) และเทคนิคการคอมแพนดิ่งซิลลาบิก (syllabic companding technique) สามารถอธิบายด้วยรูปที่ 1.2 และรูปที่ 1.3 ร่วมกับรูปที่ 1.1 ดังนี้

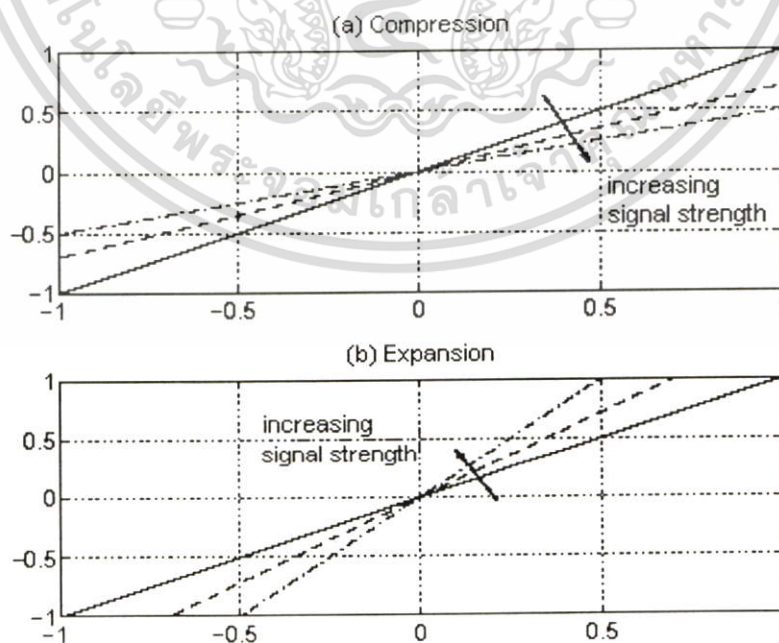
เทคนิคการคอมแพนดิ่งขณะหนึ่งเป็นการคอมแพนดิ่งที่ใช้อัตราการลดทอนหรืออัตราขยายไม่เป็นเชิงเส้นของบล็อกการบีบอัดและบล็อกการขยายแสดงในรูปที่ 1.2 ซึ่งอัตราการลดทอนหรืออัตราขยายของบล็อกการบีบอัดและบล็อกการขยายขณะเวลานั้นๆ จะเปลี่ยนแปลงขึ้นอยู่กับปริมาณขนาดสัญญาณอินพุตหรือปริมาณขนาดสัญญาณที่กำลังพิจารณาขณะเวลานั้นๆ เช่นกัน โดยที่ฟังก์ชันของการบีบอัดและการขยายเป็นฟังก์ชันผกผันต่อกัน

เทคนิคการคอมแพนดิ่งซิลลาบิกเป็นการคอมแพนดิ่งที่ใช้การปรับเปลี่ยนอัตราการลดทอนหรืออัตราขยายของบล็อกการบีบอัดและบล็อกการขยายแสดงในรูปที่ 1.3 โดยให้อัตราการลดทอนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรืออัตราขยายของบล็อกรบีบอัดและบล็อกรขยายจะปรับเปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับขนาดเอ็นเวลโลป (envelope) ค่าสูงสุด (peak value) ค่าเฉลี่ย (average value) ของสัญญาณอินพุตหรือปริมาณสัญญาณที่กำลังพิจารณาในขณะนั้นๆ เช่น ระบบ “Dolby” เป็นระบบการลดสัญญาณรบกวนที่ใช้ในเครื่องบันทึกเสียงซึ่งเป็นตัวอย่างของเทคนิคการคอมแพนดซ์ชิลลาบิก



รูปที่ 1.2 การคอมแพนดซ์ที่ใช้อัตราการลดทอนและอัตราขยายไม่เป็นเชิงเส้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิวัฒนาการของการคอมแพนด์ในวงจรกรองเริ่มต้นจากการคอมแพนด์ขณะหนึ่งโดยใช้คุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นของบล็อกการการบีบอัดและบล็อกการขยายสัญญาณแสดงในรูปที่ 1.1 ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในช่วงต้น จากหลักการดังกล่าวได้ถูกนำมาสังเคราะห์วงจรกรองแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายใน (Externally Linear Internal nonlinear : ELIN) [4] เมื่อ ค.ศ. 1990 เกิดแนวความคิดสำหรับการใช้เทคนิคการคอมแพนด์ซัลติลาบิกเพื่อต้องการเพิ่มสมรรถนะให้กับวงจรกรอง [5] โดยที่วงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์ซัลติลาบิกยังคงพฤติกรรมความเป็นเชิงเส้นไว้ดั้งเดิมสำหรับสัญญาณอินพุตที่การเปลี่ยนแปลงเอ็นเวลโลป (envelope) ที่ไม่รวดเร็วมากนัก และเป็นการยืนยันว่าเทคนิคนี้สามารถเพิ่มค่าพิสัยพลวัตได้ สำหรับปัญหาที่สำคัญของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์ทั้งสองคือ เกิดปัญหาความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตขึ้นจึงจำเป็นต้องมีการปรับตัวแปรสถานะ (state variable) ที่เหมาะสมในขณะที่ทำการกรองความถี่ โดยเฉพาะเทคนิคการคอมแพนด์ซัลติลาบิกจะใช้วิธีการนี้แก้ไขปัญหาค่าความผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตจากการเปลี่ยนแปลงเอ็นเวลโลปของสัญญาณอินพุตอย่างรวดเร็ว [6] ตัวอย่างของวงจรกรองเชิงเส้นแบบแอ็คทีฟ Gm-C เทคนิคการคอมแพนด์ซัลติลาบิกถูกเสนอใน [7] สำหรับวงจรกรองแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายใน ได้มีการสังเคราะห์ตัวแปรสถานะในรูปแบบฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลในสมการสถานะ (state equations) ของวงจรกรองเชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลาและสามารถแบ่งวงจรกรองดังกล่าวได้เป็น วงจรกรองแบบล็อก (log-domain filter) วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ (*tanh* filter) และวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์ (*sinh* filter) [8]

วงจรกรองแบบล็อกได้ถูกนำเสนอครั้งแรกเมื่อ ค.ศ. 1978 [9] ซึ่งใช้คุณสมบัติความไม่เป็นเชิงเส้นฟังก์ชันล็อกกาลีทิมของสมการกระแสไดโอดในการสังเคราะห์วงจรกรอง และภายหลังจากนั้นได้มีการนำเสนอการสังเคราะห์วงจรกรองแบบล็อกอันดับที่หนึ่ง โดยใช้หลักการทรานส์ลิเนียร์ลูป (translinear loop) [10] โดยที่วงจรทำงานในคลาส-AB สำหรับความต้องการค่าพิสัยพลวัตที่กว้าง [11-13] สำหรับวงจรกรองแบบล็อกเทคนิคการคอมแพนด์ซัลติลาบิก [14] สังเคราะห์บนหลักการวิเคราะห์สมการตัวแปรสถานะ [6] ส่วนเทคนิคการคอมแพนด์ซัลติลาบิกที่ใช้การปรับกระแสไบอัสของวงจรกรองแบบล็อก [15] และโครงสร้างแบบความแตกต่างกับวงจรกรองแบบล็อกเพื่อเพิ่มค่าพิสัยพลวัตให้กว้างมากยิ่งขึ้น [16-18]

สำหรับวงจรกรองไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์และวงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกไซน์เป็นวงจรกรองแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายในที่น่าสนใจสำหรับการนำมาสังเคราะห์ด้วยเทคนิคการคอมแพนด์ซัลติลาบิกเช่นเดียวกับวงจรกรองแบบล็อกที่ได้มีการนำเสนอผ่านมาแล้ว ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการออกแบบวงจรกรองไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ด้วยเทคนิคการคอมแพนด์ซัลติลาบิกเพื่อเพิ่มค่าพิสัยพลวัตให้กว้างมากขึ้น โดยที่วงจรกรองยังคงรักษาคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลาไว้ดั้งเดิม

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์เล่มนี้มีความมุ่งหมายที่พิจารณาวิธีการเพิ่มค่าพิสัยพลวัตในวงจรกรองเชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลาแบบแอกทีฟที่ใช้แรงจ่ายแรงดันและกำลังงานสูญเสียภายในวงจรต่ำ ซึ่งได้ทำการสังเคราะห์จากวงจรกรองแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายในด้วยเทคนิคการคอมแพนดซ์ซิลลาบิก โดยเทคนิคการคอมแพนดซ์ซิลลาบิกสามารถช่วยเพิ่มสมรรถนะให้กับวงจรกรองให้มีค่าพิสัยพลวัตกว้างขึ้นในขณะที่กำลังงานสูญเสียภายในวงจรไม่มากจนเกินไป เมื่อพิจารณาวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ซึ่งเป็นวงจรกรองแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายในจากที่ได้กล่าวผ่านมาในตอนต้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงได้นำเสนอการวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์เทคนิคซิลลาบิกอันดับสูงซึ่งเหมาะสมกับการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม ส่วนการออกแบบวงจรมันใช้เทคโนโลยี BiCMOS ขนาด 0.8 ไมครอน ซึ่งได้รับประโยชน์จากจุดเด่นของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอสเฟตทรานซิสเตอร์สำหรับการออกแบบกล่าวคือ ใช้คุณสมบัติลักษณะฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลของสมการกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สำหรับการออกแบบทรานซิลิเนียร์รูป ส่วนมอสเฟตทรานซิสเตอร์ถูกเลือกใช้ออกแบบในทุกบริเวณของวงจรที่ต้องการอัตราขยายกระแสมีค่านั้นด์ เช่น วงจรสะท้อนกระแส วงจรแหล่งจ่ายกระแสที่และวงจรขยายข้อสร่วม เป็นต้น ยิ่งไปกว่านั้นยังใช้พื้นที่ในการออกแบบยังน้อยกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์อีกด้วย [36] ท้ายที่สุดได้นำผลจำลองการทำงานของวงจรเปรียบเทียบกับวงจรกรองเชิงเส้นแบบแอกทีฟอื่นๆ

1.3 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในเนื้อหาของวิทยานิพนธ์เล่มนี้ประกอบด้วย 6 บทและ 7 ภาคผนวก โดยกล่าวถึงวิธีการวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรกรองเชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลาแบบแอกทีฟซึ่งใช้เทคนิคการคอมแพนดซ์เพื่อช่วยเพิ่มสมรรถนะให้กับวงจรกรอง โดยรายละเอียดในแต่ละบทนำเสนอ ดังนี้

บทที่ 2 กล่าวถึงเทคนิคการคอมแพนดซ์ที่ได้มีการนำเสนอผ่านมาแล้วสำหรับวงจรกรอง

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรกรองที่มีการคอมแพนดซ์สัญญาณแบบซิลลาบิกอันดับที่หนึ่ง โดยการสังเคราะห์ด้วยวงจรกรองแบบแอกทีฟต่างๆ อย่างเช่น วงจรกรองแบบ Gm-C และวงจรกรองแบบล็อกที่ได้มีการนำเสนอก่อนหน้านี้ไว้แล้ว ส่วนของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์และวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์ได้นำเสนอขึ้นใหม่ในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 4 กล่าวถึงวิธีการวิเคราะห์และการจำลองการทำงานของวงจรตัวจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส

บทที่ 5 กล่าวถึงการวิเคราะห์และจำลองการทำงานของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดซ์สัญญาณแบบซิลลาบิกอันดับที่สามและสรุปผลจำลองการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์เทคนิคการคอมแพนดซ์ซิลลาบิกเปรียบเทียบกับสมรรถนะ
กับวงจรกรองเชิงเส้นแบบแอ็คทีฟอื่นๆ

บทที่ 6 เป็นบทสรุปท้ายกล่าวสรุปงานวิจัยของวิทยานิพนธ์เล่มนี้และยังกล่าวถึงข้อเสนอ
แนะต่างๆรวมถึงแนวทางในการพัฒนาต่อไป



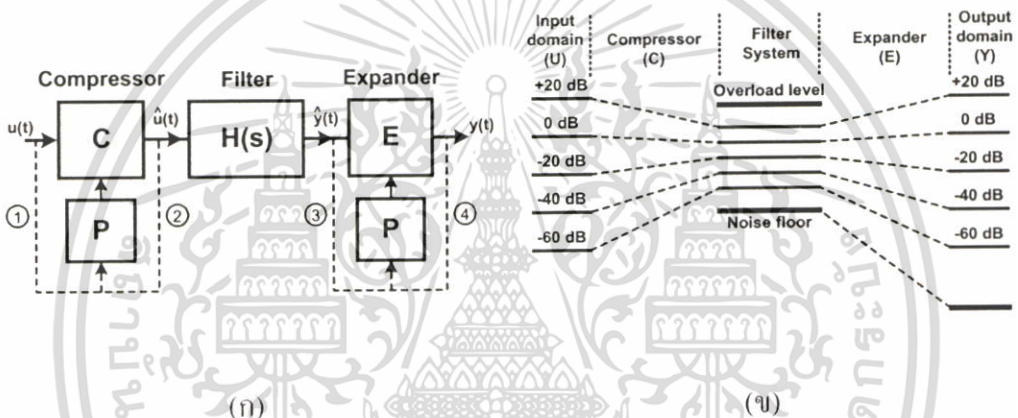
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การคอมแพนด์ของวงจรกรอง

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะพิจารณาหลักการของการคอมแพนด์ (companding : compressing-expanding) สำหรับวงจรกรองเชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลา (continuous-time filter) ซึ่งหลักการนี้จะช่วยแก้ไขให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise ratio : SNR) และค่าพิสัยพลวัตเพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 2.1 การคอมแพนด์สัญญาณของวงจรกรอง ก) บล็อกไดอะแกรม ข) การเปลี่ยนแปลงของปริมาณสัญญาณ

การคอมแพนด์ ประกอบด้วยส่วนของการบีบอัดและการขยาย (compressing and expanding) เป็นที่ทราบโดยทั่วไปแล้วว่าเป็นเทคนิคที่ปรับปริมาณของสัญญาณที่ต้องการให้มีความเหมาะสมกับปริมาณสัญญาณรบกวนและความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นในระบบที่พิจารณา ดังแสดงการคอมแพนด์ของวงจรกรองในรูปที่ 2.1 [5] ในรูปที่ 2.1 (ก) เริ่มต้นด้วยบล็อกการบีบอัด (compressor) ถูกใช้ในการบีบอัดปริมาณสัญญาณอินพุตกล่าวคือเมื่อปริมาณของสัญญาณที่มีขนาดเล็กจะถูกขยายให้มีระดับสูงกว่าระดับสัญญาณรบกวนหรือถ้าในขณะนั้นปริมาณของสัญญาณที่มีขนาดใหญ่จะถูกลดทอนให้มีระดับต่ำกว่าระดับอิมพัลส์ของวงจรกรองก่อนกระทำกระบวนการกรองความถี่และสุดท้ายคือส่วนบล็อกการขยาย (expander) จะกระทำกระบวนการที่ตรงกันข้ามกับบล็อกการบีบอัดเพื่อกลับคืนสัญญาณภายหลังจากการกรองความถี่แล้วโดยที่จะขยายปริมาณของสัญญาณที่มีขนาดใหญ่และทำการลดทอนทั้งปริมาณของสัญญาณที่มีขนาดเล็กและสัญญาณเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รบกวนที่เกิดขึ้นเนื่องจากวงจรกรองเป็นผลให้ค่าของ SNR ที่เอาที่พู่ตาของระบบการกรองความถี่นี้มีค่ามากขึ้นเนื่องจากระดับของสัญญาณรบกวนหรือค่าความผิดเพี้ยนรวมกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบถูกทำให้ลดน้อยลงด้วยอัตราขยายของบล็อกการขยาย รูปที่ 2.1 (ข) แสดงการเปลี่ยนแปลงของปริมาณสัญญาณของระบบการคอมแพนซ์ของวงจรกรอง

เทคนิคของการคอมแพนซ์มีสองเทคนิคหลักด้วยกันคือ เทคนิคการคอมแพนซ์ขณะหนึ่ง (instantaneous companding technique) และเทคนิคการคอมแพนซ์ซิลลาบิก (syllabic companding technique) ข้อแตกต่างของเทคนิคทั้งสองคือการพิจารณาปริมาณขนาดของสัญญาณเพื่อใช้ปรับระดับของอัตราลดทอนหรืออัตราขยายของบล็อกการบีบอัดและบล็อกการขยายซึ่งจะเป็นฟังก์ชันกับปริมาณขนาดของสัญญาณในระบบ กล่าวคือ

เทคนิคการคอมแพนซ์ขณะหนึ่ง ระดับของอัตราลดทอนหรืออัตราขยายของบล็อกการบีบอัดและบล็อกการขยายจะปรับเปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับขนาดของสัญญาณที่กำลังพิจารณาในขณะเวลานั้นๆ จากรูปที่ 2.1 (ก) บล็อก P ถูกแทนด้วยเส้นประเชื่อมต่อระหว่างเส้นทางที่ 1, 3 (สำหรับการเชื่อมต่อแบบ feedforward) กับบล็อก C และ E ตามลำดับ หรือเชื่อมต่อระหว่างเส้นทางที่ 2, 3 (สำหรับการเชื่อมต่อแบบ feedback) กับบล็อก C และ E ตามลำดับ

เทคนิคการคอมแพนซ์แบบซิลลาบิก ระดับของอัตราลดทอนหรืออัตราขยายของบล็อกการบีบอัดและบล็อกการขยายจะปรับเปลี่ยนไปขึ้นอยู่กับขนาดเ็นเวล โลป (envelope) หรือค่าสูงสุด (peak value) หรือ ค่าเฉลี่ย (average value) ของสัญญาณที่กำลังพิจารณาในขณะเวลานั้นๆ จากรูปที่ 2.1 (ก) บล็อก P ถูกแทนด้วยวงจรวางจับค่าสูงสุดสัญญาณ

ในบทนี้ประกอบด้วยหัวข้อที่นำเสนอ ดังนี้ หัวข้อที่ 2.2 กล่าวถึงความสัมพันธ์ของกำลังงานสูญเสีย ค่าพิสัยพลวัตและอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของวงจรกรองแบบ RC วงจรกรองแบบแอ็คทีฟและวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนซ์ หัวข้อที่ 2.3 กล่าวถึงเทคนิคการคอมแพนซ์ของวงจรกรองและสุดท้ายหัวข้อที่ 2.4 กล่าวถึงบทสรุป

2.2 กำลังงานสูญเสียและค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรอง

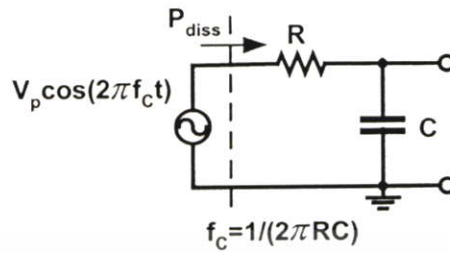
2.2.1 กำลังงานสูญเสียและอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนวงจรกรองแบบ RC

กำลังงานสูญเสียของวงจรกรองแบบ RC นั้นเป็นสัดส่วนตรงกับค่าของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) แสดงในสมการที่ (2.1) โดยพิจารณากำลังงานสูญเสียของวงจรกรองที่ความถี่คัทออฟ (f_c) ของวงจรและได้แสดงการวิเคราะห์ในภาคผนวก ก. สำหรับวงจรกรองอันดับที่หนึ่งแบบ RC แสดงในรูปที่ 2.2

$$P_{diss} = 2\pi kTf_c SNR \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ k คือ ค่าคงตัวโบลต์ซมันน์ (Boltzmann's constant) $= 1.380662 \cdot 10^{-23}$ J. และ T คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ (absolute temperature) [$^{\circ}\text{K}$]



รูปที่ 2.2 วงจรกรองอันดับที่หนึ่งแบบ RC

2.2.2 กำลังงานสูญเสียและค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองแบบแอ็คทีฟ

วงจรกรองแบบแอ็คทีฟเป็นวงจรกรองเชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลา ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตจึงเป็นเชิงเส้นซึ่งกันและกัน จากที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นเมื่อพิจารณาขนาดของสัญญาณเอาต์พุตก็จะเป็นสัดส่วนตรงกับขนาดของสัญญาณอินพุตเช่นกัน โดยวงจรกรองแบบแอ็คทีฟนั้นสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตจะปริมาณคงที่เมื่อเปรียบเทียบกับขนาดของสัญญาณอินพุตที่ปรับเปลี่ยนไป [16] โดยที่ขนาดของสัญญาณอาจอยู่ในรูปแบบแรงดัน กระแสหรือกำลังงานไฟฟ้า สามารถระบุปริมาณได้หลายแบบเช่น ค่าสูงสุด ค่าประสิทธิภาพ (Root Mean Square : RMS) ค่ากำลังสอง (mean square) เป็นต้น ในวงจรกรองแบบแอ็คทีฟขนาดของสัญญาณอินพุตมากที่สุดจะถูกจำกัดด้วยแหล่งจ่ายแรงดันของวงจรและโครงสร้างของวงจรที่ถูกใช้สังเคราะห์ขึ้นและโดยทั่วไปความผิดเพี้ยน (distortion) ของสัญญาณเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นเมื่อขนาดสัญญาณอินพุตเพิ่มมากขึ้น ในบทนี้กำหนดให้ S_{\max} และ S_{\min} เป็นขนาดกำลังงานของสัญญาณอินพุตมากที่สุดและน้อยสุดตามลำดับ โดยที่ยังคงทำให้วงจรกรองแบบแอ็คทีฟทำงานเป็นเชิงเส้นอยู่

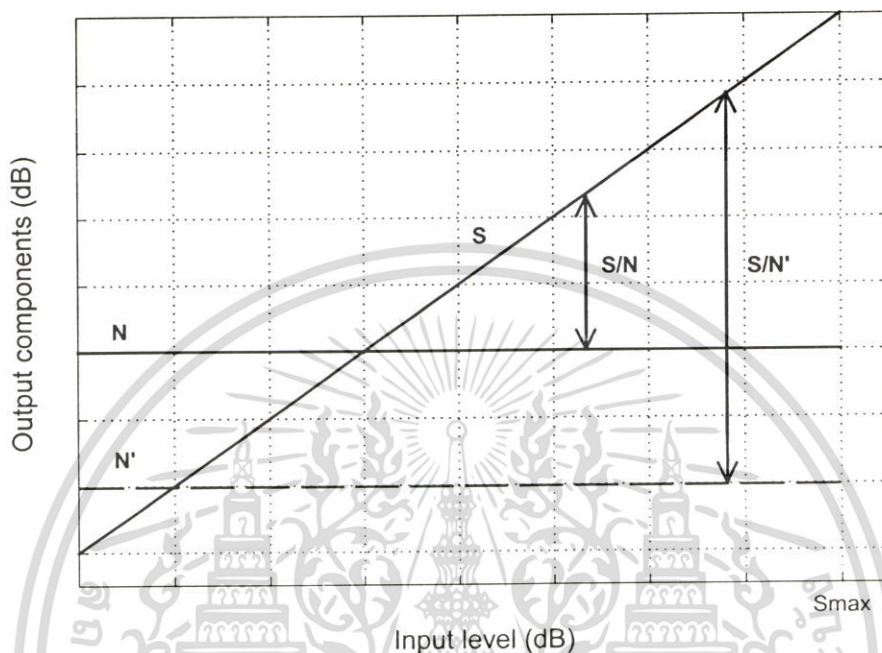
จากรูปที่ 2.3 เมื่อ S คือ ขนาดกำลังงานของสัญญาณเอาต์พุต และ N คือ กำลังงานสัญญาณรบกวนเอาต์พุต รูปที่ 2.4 แสดงอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของวงจรกรองแบบแอ็คทีฟ โดยที่ SNR เพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นกับการเพิ่มของขนาดสัญญาณอินพุตจนกระทั่งถึง S_{\max}

คุณสมบัติที่แสดงถึงสมรรถนะที่ดีของวงจรกรองประการหนึ่งก็คือ ค่าพิสัยพลวัต (Dynamic Range : DR [dB.]) อธิบายด้วยอัตราส่วนของขนาดกำลังงานของสัญญาณอินพุตมากที่สุด (S_{\max}) กับขนาดกำลังงานของสัญญาณอินพุตน้อยสุด (S_{\min}) แสดงในสมการที่ (2.2)

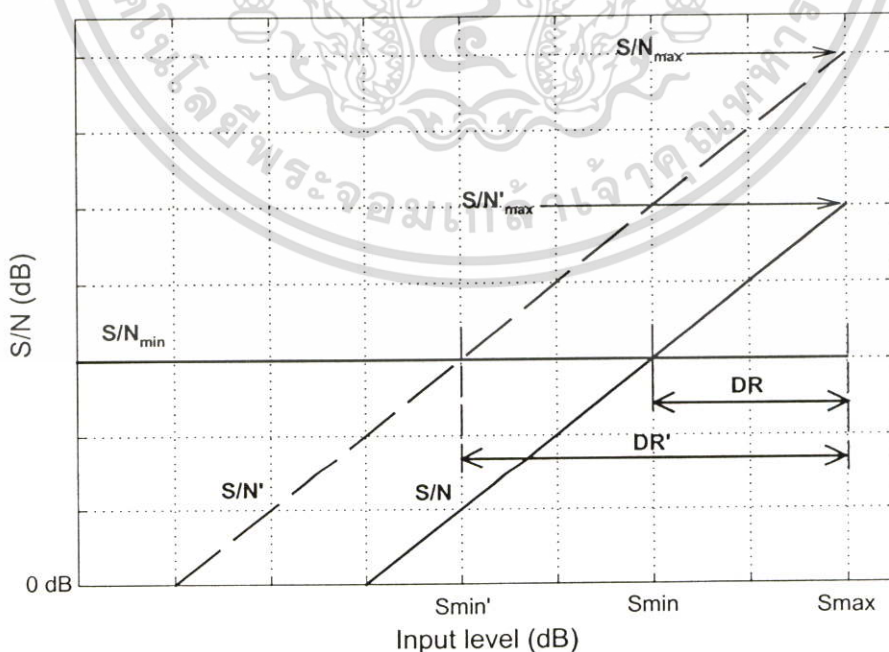
$$DR = 10 \log \left(\frac{S_{\max}}{S_{\min}} \right) \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่า S_{max} เป็นค่าที่บ่งบอกถึงค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุทมากที่สุด (SNR_{max}) และที่ค่า S_{min} เป็นค่าที่บ่งบอกถึงค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุทน้อยสุด (SNR_{min}) ในบทนี้เพื่อง่ายต่อการอธิบายกำหนดให้ค่า $SNR_{min} > 0$ dB. ดังแสดงในรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 กำลังงานของสัญญาณและสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุทของวงจรกรองแบบแอ็คทีฟ



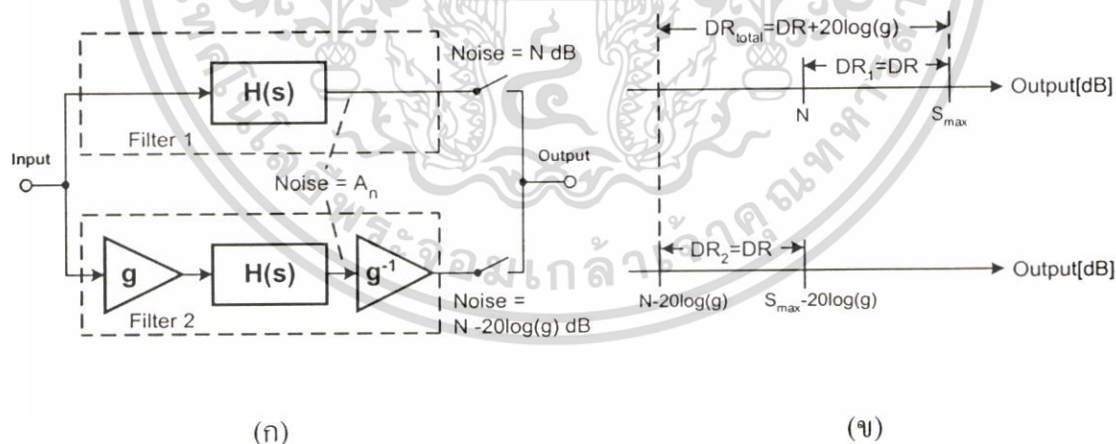
เอกสารนี้รูปที่ 2.4 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนและค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองแบบแอ็คทีฟ
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าพิจารณาการเพิ่มของค่าพิสัยพลวัตทำได้ด้วยการลดระดับของสัญญาณรบกวนของวงจรกรองแบบแอ็คทีฟให้ต่ำลง สัญญาณรบกวนที่ลดต่ำลงนี้แสดงเป็นเส้นประ (N') ในรูปที่ 2.3 ซึ่งจะทำได้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR') แสดงในรูปที่ 2.4 จากรูปที่ 2.4 สังเกตได้ว่าค่าพิสัยพลวัต (DR') และค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR') เพิ่มขึ้นด้วยปริมาณเดียวกับการลดระดับลงของสัญญาณรบกวน

สรุปได้ว่าวงจรกรองแบบแอ็คทีฟค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) เป็นสัดส่วนตรงกับค่าพิสัยพลวัต (DR) ซึ่งเป็นคุณลักษณะที่ไม่พึงต้องการเพราะกำลังงานสูญเสียในวงจรเป็นสัดส่วนตรงกับค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจากสมการที่ (2.1) ดังนั้นถ้าเราต้องการวงจรกรองที่มีค่าพิสัยพลวัตกว้างก็จำเป็นที่จะต้องเพิ่มค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนผลที่ตามมาคือกำลังงานสูญเสียในวงจรต้องเพิ่มขึ้นโดยหลีกเลี่ยงไม่ได้

2.2.3 กำลังงานสูญเสียและค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์

พิจารณาวงจรกรองทั้งสองรูปแบบคือ Filter 1 และ Filter 2 ในรูปที่ 2.5 จากรูป Filter 1 เป็นวงจรกรองแบบแอ็คทีฟเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Linear Time-Invariant : LTI) ที่มีฟังก์ชันส่งผ่าน $H(s)$ เมื่อ A_n คือ สัญญาณรบกวนเอาที่พูดของวงจรกรอง เพื่อให้ง่ายต่อการอธิบายในหัวข้อนี้กำหนดให้ $SNR_{min} = 0 \text{ dB}$ ดังนั้นจะได้ $S_{min} = N$ จะได้ค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรอง Filter 1 เท่ากับ $DR_1 = S_{max} / N$ แสดงในรูปที่ 2.5 (ข)



รูปที่ 2.5 วงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์[19] (ก) โครงสร้างวงจร (ข) พิสัยพลวัต

พิจารณาวงจรกรอง Filter 2 วงจรกรองแบบแอ็คทีฟเชิงเส้นแทรกอยู่ระหว่างวงจรขยายที่มีอัตราขยาย g และ g^{-1} โดยสมมุติให้วงจรขยายปราศจากสัญญาณรบกวน เมื่อ g มีอัตราขยายมากกว่าหนึ่ง ดังนั้นฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรกรอง Filter 1 และวงจรกรอง Filter 2 จึงยังคงเท่ากัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ $H(s) = g^{-1}[gH(s)]$ สังเกตได้ว่าขนาดกำลังงานของสัญญาณและสัญญาณรบกวนของวงจรกรอง Filter 2 ลดลงด้วยค่าของ $20\log(g)$ เมื่อเทียบกับวงจรกรอง Filter 1 และยังคงได้ค่าพิสัยพลวัต $DR_2 = DR_1$ ดังแสดงในรูปที่ 2.5 (ข) จากรูปที่ 2.5 อธิบายการทำงานของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์และความสัมพันธ์ของกำลังงานสูญเสียและค่าพิสัยพลวัตดังนี้ เริ่มที่สัญญาณอินพุตถูกป้อนให้วงจรกรองทั้งสองโดยที่สวิทช์จะเลือกวงจรกรองที่เหมาะสมกับสัญญาณอินพุตที่เข้ามาคือ ถ้าสัญญาณอินพุตมีขนาดเล็กสวิทช์จะเลือกวงจรกรอง Filter 2 และถ้าสัญญาณอินพุตมีขนาดมากขึ้นสวิทช์จะสลับมาเลือกวงจรกรอง Filter 1 เมื่อสมมุติให้การสวิทช์ไม่มีผลต่อความเป็นเชิงเส้นที่เอาท์พุตของวงจรกรอง ดังนั้นค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์จะมีค่าเท่ากับ $DR_{total} = DR + 20\log(g)$ ซึ่งมีค่าพิสัยพลวัตมากกว่าวงจรกรองเพียงวงจรเดียวแสดงในรูปที่ 2.5 (ข)

สรุปได้ว่าวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์จะมีค่าพิสัยพลวัตเพิ่มขึ้นด้วยค่า $20\log(g)$ มากกว่าวงจรกรอง Filter 1 ซึ่งค่ากำลังงานสูญเสียจะต้องเพิ่มขึ้นด้วยปริมาณเดียวกับค่าพิสัยพลวัตที่เพิ่มขึ้นจากหัวข้อที่ 2.2.2 และสมการที่ (2.1) แต่จากการสวิทช์ที่ไม่มีผลต่อความเป็นเชิงเส้นที่เอาท์พุตของวงจรกรองทำให้พิจารณาได้ว่าวงจรกรองทำงานสลับกันที่ละวงจรกำลังงานสูญเสียจึงเท่ากับกำลังงานสูญเสียของวงจรกรองเพียงวงจรเดียวขณะที่ค่าพิสัยพลวัตเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนด์

2.3 เทคนิคการคอมแพนด์ของวงจรกรอง

จากที่ได้กล่าวผ่านมาแล้วในหัวข้อที่ 2.1 ในเรื่องของเทคนิคการคอมแพนด์ของวงจรกรองที่ประกอบด้วยเทคนิคการคอมแพนด์ขณะหนึ่งและเทคนิคการคอมแพนด์แบบซิลลาบิก ในหัวข้อนี้ได้เพิ่มเติมในส่วนของเทคนิคการคอมแพนด์แบบซิลลาบิกของวงจรกรองด้วยการใช้ไบอัสแบบพลวัตและนำเสนอการวิเคราะห์พร้อมทั้งตัวอย่างการสังเคราะห์วงจรกรองด้วยเทคนิคทั้งสามวิธีจากบทความที่ได้นำเสนอผ่านมาแล้ว

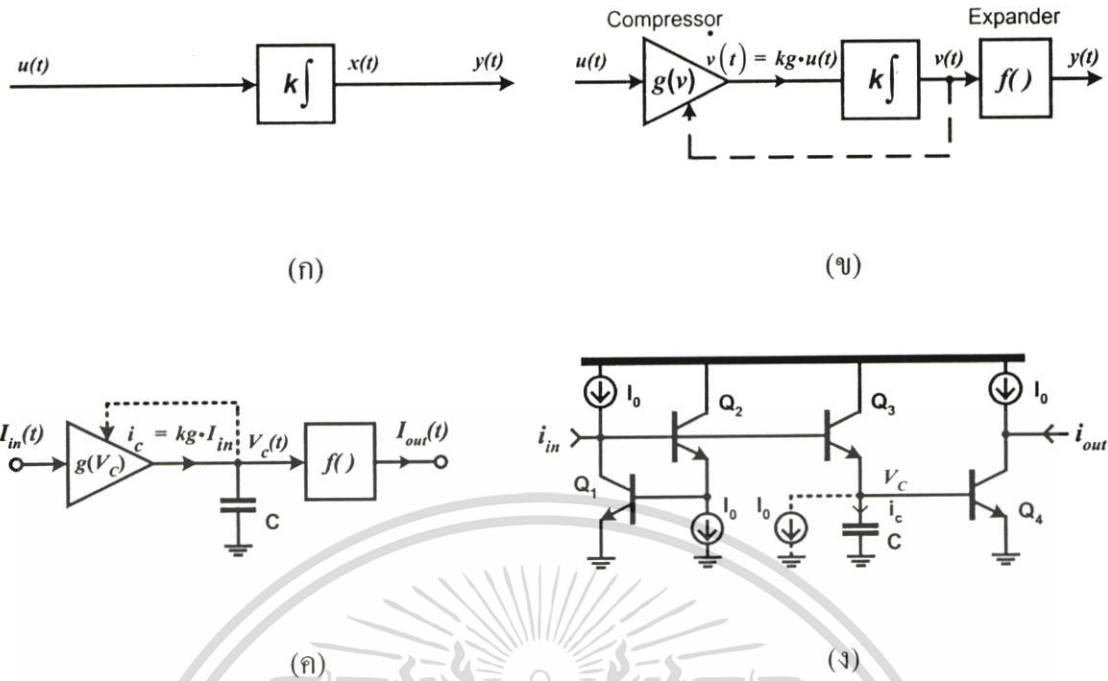
2.3.1 เทคนิคการคอมแพนด์ขณะหนึ่งของวงจรกรอง

วงจรอินทิเกรตแบบเชิงเส้นแสดงในรูปที่ 2.6 (ก) เมื่อ $u(t)$, $x(t)$ และ $y(t)$ เป็นสัญญาณอินพุต ตัวแปรสถานะ (state variable) และสัญญาณเอาท์พุตของวงจรอินทิเกรต ตามลำดับ สมการตัวแปรสถานะของวงจรอินทิเกรตแบบเชิงเส้น แสดงดังนี้

$$\dot{x}(t) = ku \quad (2.3)$$

$$y = x \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6 วงจรอินทิเกรตเทคนิคการคอมแพนดซ์ขณะหนึ่ง ก) บล็อกไดอะแกรมวงจรอินทิเกรตแบบเชิงเส้น ข) บล็อกไดอะแกรมวงจรอินทิเกรตเทคนิคการคอมแพนดซ์ขณะหนึ่ง ค) บล็อกไดอะแกรมวงจรอินทิเกรตในโหมดกระแส (ง) วงจรกรอแบบบล็อก

เมื่อ $\dot{x}(t)$ เป็นอนุพันธ์ของ $x(t)$ เทียบกับเวลา จากรูปที่ 2.6 (ข) เป็นวงจรอินทิเกรตเทคนิคการคอมแพนดซ์ขณะหนึ่งซึ่งระบบเป็นแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายใน (ELIN) [4] โดยที่อัตราขยายของบล็อกการบีบอัด (compressor) และบล็อกการขยาย (expander) สัญญาณถูกควบคุมด้วยปริมาณขณะหนึ่งของสัญญาณ $v(t)$ ขณะที่สัญญาณอินพุต $u(t)$ ถูกบีบอัดด้วยฟังก์ชัน $g(v)$ ก่อนจะถูกส่งต่อไปยังบล็อกตัวกระทำอินทิเกรต ส่วนตัวแปรสถานะ $v(t)$ ถูกป้อนกลับไปปรับอัตราขยายของบล็อกการบีบอัดสัญญาณและยังถูกขยายด้วยฟังก์ชัน $f(.)$ ได้เป็นสัญญาณเอาต์พุตต่อไป ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสถานะ $v(t)$ กับตัวแปรสถานะ $x(t)$ ของวงจรอินทิเกรตแบบเชิงเส้น แสดงดังนี้

$$x = f(v) \tag{2.5}$$

เมื่อ $f(.)$ เป็นฟังก์ชันไม่เป็นเชิงเส้นต่อเนื่องแบบโมโนโทนิค (continuous monotonic nonlinearity) แสดงสมการอนุพันธ์ของสมการที่ (2.5) ดังนี้

$$\frac{df(v)}{dt} = f'(v) \frac{dv}{dt} \tag{2.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $f'(v)$ เป็นอนุพันธ์ของ $f(v)$ เทียบกับ $v(t)$ แทนสมการที่ (2.6) ในสมการที่ (2.3) และ (2.4) ได้สมการตัวแปรสถานะของวงจรอินทิเกรตเทคนิคการคอมแพนดซ์ขณะหนึ่งดังนี้

$$\frac{dv}{dt} = k \frac{u}{f'(v)} \quad (2.7)$$

$$y = f(v) \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.7) จะได้ว่า

$$g(v) = \frac{1}{f'(v)} \quad (2.9)$$

สามารถสังเคราะห์วงจรอินทิเกรตเทคนิคการคอมแพนดซ์ขณะหนึ่งในโหมดกระแสของวงจรในรูปที่ 2.6 (ข) ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.6 (ค) สำหรับในกรณีนี้ฟังก์ชัน $f(v)$ ของบล็อกการขยายสัญญาณเป็นฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ [10] โดยที่กระแสเอาต์พุต I_{out} ถูกขยายผ่านฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ (C) กระแสเอาต์พุตของวงจรแสดงดังนี้

$$I_{out} = f(V_C(t)) = I_s \exp\left(\frac{V_C(t)}{V_T}\right) \quad (2.10)$$

เมื่อ I_s และ V_T คือ กระแสอิ่มตัวของไดโอดและ Thermal voltage ตามลำดับ จากสมการที่ (2.10) หาอนุพันธ์ของ $f(V_C)$ เทียบกับ V_C ได้สมการดังนี้

$$f'(V_C) = \frac{dI_{out}}{dV_C} = \frac{I_s \exp(V_C(t)/V_T)}{V_T} = \frac{I_{out}}{V_T} \quad (2.11)$$

แสดงการหากระแสของตัวเก็บประจุ แล้วแทนสมการที่ (2.9) ลงไปได้สมการดังนี้

$$i_c = C \frac{dV_C}{dt} = kg \cdot I_{in} = k \frac{1}{f'(V_C)} I_{in} \quad (2.12)$$

เมื่อ k เป็นค่าคงที่นอร์มัลไลซ์ (normalising constant) แทนสมการที่ (2.11) ใน (2.12) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C \frac{dV_C}{dt} = k \frac{V_T}{I_{out}} I_{in} \quad (2.13)$$

จากสมการที่ (2.13) สังเคราะห์เป็นวงจรรออินทิเกรตเทคนิคการคอมแพนดซ์ขณะหนึ่งในโหมดกระแส โดยกำหนดให้ $k = I_0/V_T$ จะได้

$$i_C I_{out} = I_0 I_{in} \quad (2.14)$$

เมื่อ I_0 เป็นกระแสไบอัสคงที่ และ τ เป็นค่าคงที่ทางเวลา (time constant) ของวงจรรออินทิเกรตจากสมการ $I_{out}(t) = \frac{1}{\tau} \int I_{in}(t) dt$ ดังนั้นจะได้

$$\frac{1}{\tau} = \frac{k}{C} = \frac{I_0}{CV_T} \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.14) เป็นสมการผลคูณของกระแสลักษณะของสมการรูปแบบนี้สามารถสังเคราะห์ได้ด้วยหลักการทฤษฎีของทรานส์ลิเนียร์ (translinear principle) [20] ซึ่งทฤษฎีของทรานส์ลิเนียร์เป็นเทคนิคที่ใช้ที่ใช้ในการวิเคราะห์และสังเคราะห์ระบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายใน (ELIN) โดยใช้ฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นสมการที่ (2.14) สามารถสังเคราะห์ด้วยเทคนิคทรานส์ลิเนียร์แสดงในรูปที่ 2.6 (ง) ด้วยการพิจารณาว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สมมาตร (match) กันทุกประการและเลขกระแสเบส แสดงการวิเคราะห์รูปทรานส์ลิเนียร์ของแรงดันเบส-อิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนี้

$$V_{BE1} + V_{BE2} = V_{BE3} + V_{BE4}$$

$$V_T \ln \left(\frac{I_{CQ1}}{I_s} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_{CQ2}}{I_s} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_{CQ3}}{I_s} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_{CQ4}}{I_s} \right)$$

$$I_{CQ1} I_{CQ2} = I_{CQ3} I_{CQ4} \quad (2.16)$$

จากรูปที่ 2.6 (ง) ตัวเก็บประจุของวงจรรออินทิเกรตเทคนิคการคอมแพนดซ์ขณะหนึ่งโหมดกระแสสามารถคายประจุไฟฟ้า (discharge) ได้โดยการต่อวงจรไบอัสกระแสคงที่ I_0 ที่โหนดของตัวเก็บประจุคงแสดงในรูป ดังนั้นสมการที่ (2.14) สามารถนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรรออินทิเกรตที่สมบูรณ์ได้แสดงในสมการดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(I_0 + i_c)I_{out} = I_0 I_{in} \quad (2.17)$$

เมื่อ $V_C = V_{BEQ4} = V_T \ln(I_{out}/I_s)$ จะได้

$$i_c = C \frac{dV_{BEQ4}}{dt} = \frac{CV_T}{I_{out}} \frac{dI_{out}}{dt} \quad (2.18)$$

แทนสมการที่ (2.18) ในสมการที่ (2.17) จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านของวงจร ดังนี้

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{I_0}{sCV_T + I_0} \quad (2.19)$$

สมการที่ (2.19) เป็นฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรในรูปที่ 2.6 (ง) ซึ่งเป็นวงจรอินทิเกรตแบบมีการสูญเสีย เทคนิคการคอมแพนดิงหนึ่ง โหมดกระแส (current mode lossy companding integrator) บางครั้งนิยมเรียกว่า วงจรกรองแบบล็อก (log-domain filter)

2.3.2 เทคนิคการคอมแพนดิงแบบซิดลาบิกของวงจรกรอง

จากวงจรอินทิเกรตแบบเชิงเส้นที่แสดงในรูปที่ 2.6 (ก) นำมาแสดงในรูปที่ 2.7 (ก) และสมการตัวแปรสถานะของวงจรอินทิเกรตแบบเชิงเส้นแสดงในสมการที่ (2.3) และ (2.4) ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรสถานะ $v(t)$ ของวงจรอินทิเกรตที่มีปรับอัตราขยายที่อินพุตและเอาต์พุตแสดงในรูปที่ 2.7 (ข) กับตัวแปรสถานะ $x(t)$ ของวงจรอินทิเกรตแบบเชิงเส้นแสดงในรูปที่ 2.7 (ก) แสดงดังนี้

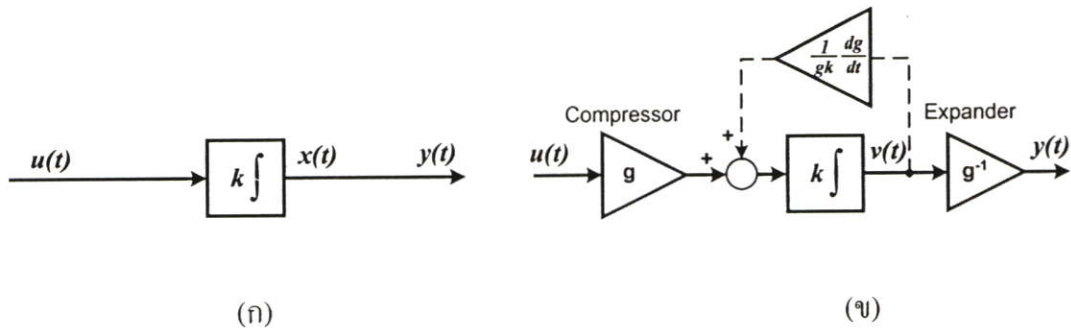
$$v = gx \quad (2.20)$$

เมื่อ $g(t)$ เป็นปริมาณที่มีการเปลี่ยนแปลงกับเวลา (time-varying) จากสมการที่ (2.3) หาอนุพันธ์ของสมการที่ (2.20) แสดงดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{1}{g} \frac{dv}{dt} - \frac{1}{g^2} \frac{dg}{dt} v = ku \quad (2.21)$$

$$y = g^{-1}v \quad (2.22)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



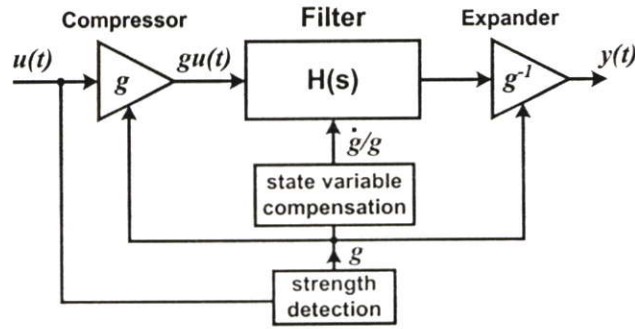
รูปที่ 2.7 วงจรอินทิเกรตเทคนิคการคอมเพนดส์แบบซัลลาบิก ก) บล็อกไดอะแกรมวงจรอินทิเกรตแบบเชิงเส้น ข) วงจรอินทิเกรตที่มีการปรับอัตราขยายที่อินพุตและเอาท์พุต

จากนั้นทำการคูณสมการที่ (2.21) ด้วยค่าอัตราขยาย g ตลอดจะได้สมการดังต่อไปนี้

$$\frac{dv}{dt} = kg \cdot u + \frac{1}{g} \frac{dg}{dt} v \quad (2.23)$$

$$y = g^{-1}v \quad (2.24)$$

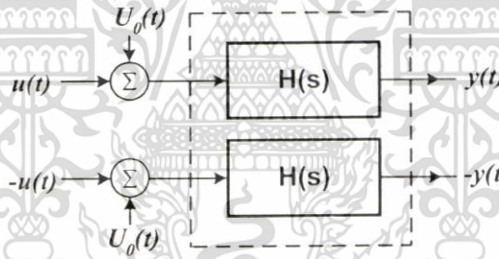
จากรูปที่ 2.7 (ข) แสดงบล็อกไดอะแกรมวงจรอินทิเกรตที่มีการปรับอัตราขยายที่อินพุตและเอาท์พุตสังเคราะห์จากสมการที่ (2.23) โดยที่สัญญาณป้อนกลับแสดงเป็นเส้นประจะมีผลกระทบต่อวงจรมีอัตราขยาย g เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจำเป็นต้องมีการชดเชยตัวแปรสถานะ (state variable compensation) ในส่วนของสัญญาณป้อนกลับเพื่อทำให้วงจรอินทิเกรตที่มีการปรับอัตราขยายที่อินพุตและเอาท์พุตยังคงคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลาดังเดิม [6] จากที่ได้กล่าวมาแล้วนั้นสามารถแสดงดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.8 ซึ่งเป็นบล็อกไดอะแกรมรูปแบบทั่วไปของวงจรกรองเทคนิคการคอมเพนดส์แบบซัลลาบิก [4] เมื่อวงจรกรองแทรกระหว่างวงจรมีอัตราขยายที่ค่าของอัตราขยาย g ถูกควบคุมด้วยขนาดของสัญญาณอินพุต $u(t)$ โดยผ่านบล็อกตรวจจับความแรงสัญญาณซึ่งอาจจะเป็นวงจรตรวจจับขนาดเอ็นเวลโลป หรือค่าสูงสุด หรือ ค่าเฉลี่ย วงจรใดวงจรหนึ่ง ส่วนบล็อกการชดเชยตัวแปรสถานะจะกำเนิดสัญญาณอัตราส่วนของค่าอนุพันธ์อัตราขยายเทียบกับเวลา ($\dot{g}(t)$) กับค่าอัตราขยาย (g) วงจรกรองเทคนิคการคอมเพนดส์ซัลลาบิกนำเสนอใน [7][14][15] ตัวอย่างการสังเคราะห์วงจรกรองที่มีการคอมเพนดส์ซัลลาบิกอันดับที่หนึ่งแสดงไว้ในบทที่ 3 ต่อไป



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมรูปแบบทั่วไปของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนดซ์ซิลลาบิก

2.3.3 เทคนิคการคอมแพนดซ์แบบซิลลาบิกของวงจรกรองด้วยการใช้ไบอัสแบบพลวัต

ในหัวข้อนี้กล่าวถึงเทคนิคอย่างง่ายสำหรับการคอมแพนดซ์แบบซิลลาบิกของวงจรกรองด้วยการไบอัสแบบพลวัตแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.9 เทคนิคนี้ได้ถูกยืนยันด้วยการออกแบบกับวงจรกรองแบบบล็อกโดยปราศจากการชดเชยตัวแปรสถานะแต่ยังคงรักษาคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลาของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองไว้ดังเดิม [7]



รูปที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมการทำงานเลียนแบบ โครงสร้างความแตกต่างที่มีการไบอัสแบบพลวัต โดยเปลี่ยนแปลงตามเวลา กับสัญญาณอินพุต

จากรูปที่ 2.9 กำหนดให้ระบบประกอบด้วยวงจรกรองสองวงจรด้วยกัน เมื่อ $H(s)$ เป็นฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรกรอง ส่วนของอินพุตประกอบด้วยส่วนของสัญญาณอินพุต $u(t)$ และส่วนของไบอัสเปลี่ยนแปลงตามเวลาคือ $U_0(t)$ ซึ่งมีขนาดเปลี่ยนแปลงเหมาะสมกับขนาดของสัญญาณอินพุต $u(t)$ ดังนั้นจะได้สัญญาณเอาต์พุต $y(t)$ ของวงจรกรองแสดงดังนี้

$$y(t) = (u(t) + U_0(t)) * h(t) \tag{2.25}$$

$$-y(t) = (-u(t) + U_0(t)) * h(t) \tag{2.26}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $h(t)$ เป็นผลตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์ (impulse response) ของวงจรกรอง และ $*$ เป็นตัวกระทำการสังวัตนาการ (convolution) ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรอง คือ

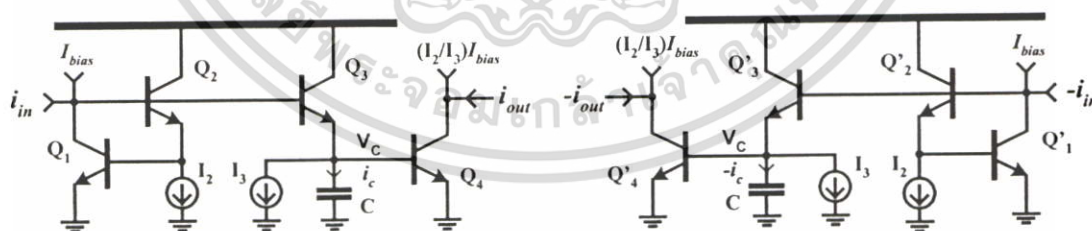
$$y(t) = y(t) - (-y(t)) = 2u(t) * h(t) \quad (2.27)$$

จากสมการที่ (2.27) ส่วนของไบอัสเปลี่ยนแปลงตามเวลา $U_0(t)$ ถูกกำจัดด้วยสัญญาณเอาต์พุต ความแตกต่าง ผลการสังเคราะห์วงจรกรองแบบลือกอันดับที่หนึ่งในรูปที่ 2.6 (ง) กับเทคนิคการคอมแพนดแบบซัลลาบิคด้วยการไบอัสแบบพลวัตแสดงได้ดังในรูปที่ 2.10 เมื่อกำหนดให้ I_{bias} เป็นกระแสไบอัสของวงจรกรองและมีขนาดเท่ากับขนาดเอนเวลโลปของสัญญาณอินพุต จากสมการที่ (2.19) จะได้สมการฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรในรูปที่ 2.10 ดังนี้

$$H(s) = \frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = \frac{I_2}{sCV_T + I_3} = \frac{I_2}{I_3} \left(\frac{1}{(sCV_T/I_3) + 1} \right) \quad (2.28)$$

จากสมการที่ (2.27) เมื่อ $u(t)$ คือ สัญญาณกระแสอินพุต I_{in} และ $y(t)$ คือ สัญญาณกระแสเอาต์พุต I_{out} แทนสมการที่ (2.28) ในสมการ (2.27) จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรกรองแบบลือกเทคนิคการคอมแพนดแบบซัลลาบิคด้วยการไบอัสแบบพลวัตดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{I_{out}(s)}{I_{in}(s)} = 2 \left(\frac{I_2}{I_3} \right) \left(\frac{1}{1 + (sCV_T/I_3)} \right) \quad (2.29)$$



รูปที่ 2.10 วงจรกรองแบบลือกอันดับที่หนึ่งเทคนิคการคอมแพนดแบบซัลลาบิคด้วยการไบอัสแบบพลวัต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

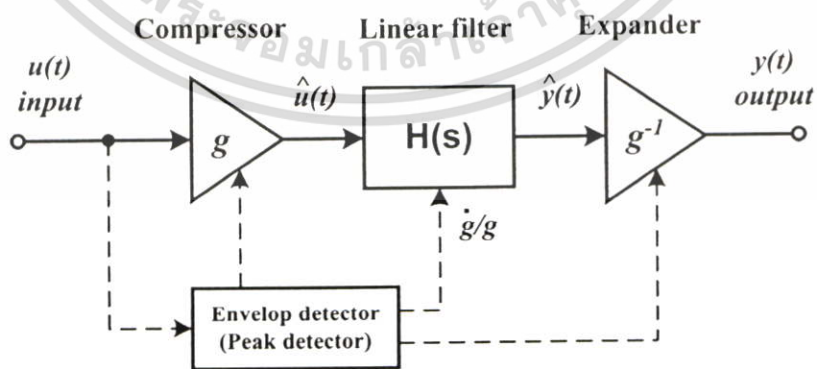
2.4 สรุป

ในบทนี้ได้อธิบายถึงการวิเคราะห์คุณประโยชน์ของเทคนิคการคอมแพนดสำหรับ วงจรกรองเชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลาซึ่งเป็นผลช่วยให้ค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองมีค่ามากขึ้น โดยที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับกำลังงานสูญเสียภายในวงจรกรองเองซึ่งแตกต่างจากวงจรกรองแบบ RC และ วงจรกรองแบบแอคทีฟอื่นๆ คือเมื่อต้องการเพิ่มค่าพิสัยพลวัตให้กับวงจรกรองกำลังงานสูญเสีย ภายในวงจรจะเพิ่มสูงขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นต่อกันอธิบายด้วยสมการที่ (2.1) กล่าวคือค่าอัตราส่วน สัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) แปรผันตรงกับค่าพิสัยพลวัต (DR) สำหรับเทคนิคการ คอมแพนดนั้นยังเป็นเทคนิคที่มีความเหมาะสมสำหรับการวิเคราะห์และสังเคราะห์กับระบบ เชิงเส้นทั่วไปและระบบที่มีลักษณะเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายใน (ELIN) เช่น วงจรกรอง แบบล็อก ฯลฯ ท้ายสุดเทคนิคการคอมแพนดประกอบด้วย เทคนิคการคอมแพนดขณะหนึ่ง เทคนิคการคอมแพนดซึลลาบิกและเทคนิคการคอมแพนดแบบซึลลาบิกด้วยการใช้ไบอัสแบบ พลวัตซึ่งเป็นเทคนิคอย่างง่ายสำหรับการคอมแพนดแบบซึลลาบิกที่ไม่จำเป็นต้องมีการชดเชยตัว แปรสถานะแต่ยังคงรักษาคุณสมบัติความเป็นเชิงเส้นต่อเนื่องทางเวลาของสัญญาณเอาต์พุตของ วงจรกรองไว้ดั้งเดิมเช่นเดียวกับเทคนิคทั้งสองที่ได้กล่าวผ่านมาแล้ว

วงจรรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิลลาบิก

3.1 บทนำ

การคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิลลาบิก (syllabic companding) เป็นเทคนิคที่ใช้สำหรับการออกแบบวงจรรองเพื่อให้ได้พิสัยพลวัตกว้าง (wide dynamic range) และการสูญเสียกำลังงานต่ำ จากบล็อกไดอะแกรมรูปแบบทั่วไปของเทคนิคการคอมแพนดส์ซิลลาบิกที่แสดงในรูปที่ 2.8 ได้ถูกนำมาแสดงในรูปที่ 3.1 โดยที่วงจรรองแบบเชิงเส้น (linear filter) แทรกอยู่ระหว่างวงจรรขยายที่มีอัตราขยาย g และ g^{-1} แต่ยังคงได้ฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรรองดั้งเดิม คือ $g \cdot H(s) \cdot (g^{-1}) = H(s)$ ดังนั้นอัตราขยาย g สามารถถูกปรับเปลี่ยนได้ เช่นอัตราขยาย g ถูกปรับเปลี่ยนเพื่อให้มีความเหมาะสมกับอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุท (SNR) ของวงจรรองเอง กำหนดให้อัตราขยาย g ถูกควบคุมผ่านการใช่วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ (peak detector) กล่าวคืออัตราขยาย g เป็นสัดส่วนผกผันกับขนาดของสัญญาณอินพุทของระบบ ดังนั้นสำหรับสัญญาณอินพุทที่มีขนาดเล็กอัตราขยาย g จะมีขนาดมากเป็นผลให้ $\hat{u}(t)$ มีขนาดใหญ่มากขึ้นก่อนส่งไปยังวงจรรองแบบเชิงเส้นและยังเหมาะสมกับสัญญาณรบกวนของวงจรรองแบบเชิงเส้นที่ต้องการ และสำหรับสัญญาณอินพุทที่มีขนาดใหญ่อัตราขยาย g จะน้อยมาก (หรือถูกลดทอนลง) เป็นผลให้ $\hat{u}(t)$ มีขนาดไม่ใหญ่มากเกินไปจนทำให้วงจรรองแบบเชิงเส้นเกิดการอิ่มตัว ดังนั้นจึงเป็นผลให้ SNR ที่เอาท์พุทของระบบยังคงประมาณคงที่ตลอดพิสัยพลวัตของสัญญาณอินพุท



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิลลาบิก

ในบทนี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์วงจรกรองอันดับที่หนึ่งที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิกในรูปแบบของวงจรกรองเชิงเส้นต่างๆ หัวข้อที่ 3.2 นำเสนอการวิเคราะห์วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุ ซึ่งนำไปใช้เป็นวงจรต้นแบบในการวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรกรองรูปแบบอื่นๆ ในหัวข้อต่อจากนี้เป็นการนำเสนอวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิกซึ่งระบบเป็นแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายใน (ELIN) ประกอบด้วยหัวข้อดังต่อไปนี้ หัวข้อที่ 3.3 นำเสนอการวิเคราะห์วงจรกรองแบบล็อก การวิเคราะห์วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์นำเสนอในหัวข้อที่ 3.4 และการวิเคราะห์วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์นำเสนอในหัวข้อที่ 3.5 ส่วนหัวข้อที่ 3.6 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งเปรียบเทียบกับผลของสัญญาณรบกวนของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนดส์แบบซัลลาบิกกับการคอมแพนดส์ขณะหนึ่ง สุดท้ายหัวข้อที่ 3.7 กล่าวถึงบทสรุป

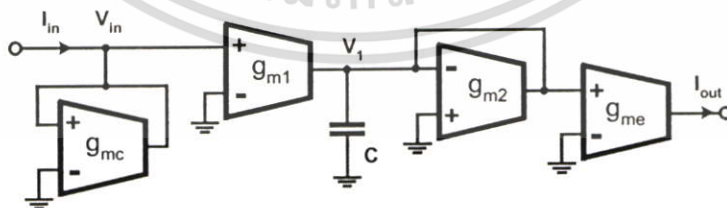
3.2 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุ

จากวงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับหนึ่งเป็นวงจรกรองเชิงเส้นแบบแอ็คทีฟที่แสดงในรูปที่ 3.2 เขียนเป็นสมการ KCL's ได้ดังนี้

$$C\dot{V}_1 = g_{m1}V_m - g_{m2}V_1$$

$$V_{in} = \frac{I_m}{g_{mc}}, \quad I_{out} = g_{me}V_1 \quad (3.1)$$

เมื่อพิจารณาวงจรกรองในรูปที่ 3.2 เป็นวงจรกรองในโหมดกระแส



รูปที่ 3.2 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับหนึ่ง

เมื่อพิจารณาวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิกโดยตัวแปรสถานะของวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิกคือ \dot{V}_1 ซึ่งมีความสัมพันธ์กับตัวแปรสถานะเอกสารอ้างอิงวงจรกรองเชิงเส้น \dot{V}_1 ในรูปที่ 3.2 กับอัตราขยาย g [7] ดังแสดงในสมการที่ (3.2) คือไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\dot{V}_1 = gV_1 \quad (3.2)$$

เมื่อ $g(t)$ เป็นปริมาณที่มีการเปลี่ยนแปลงกับเวลา และได้อธิบายการวิเคราะห์หาคความสัมพันธ์ของตัวแปรสถานะระหว่างระบบเชิงเส้นกับระบบที่มีการคอมแพนด์แสดงในภาคผนวก ง. จากสมการที่ (3.1) สามารถแสดงสมการของวงจรกรองที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิติลาบิกโดยการหาอนุพันธ์ในสมการที่ (3.2) ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \dot{V}_1 = g \dot{V}_1 + V_1 \dot{g} \quad (3.3)$$

เมื่อ \dot{g} คืออนุพันธ์ของ $g(t)$ เทียบกับเวลา และ \dot{V}_1 คืออนุพันธ์ของ $V_1(t)$ เทียบกับเวลา แทนสมการที่ (3.1) ในสมการที่ (3.3) จะได้

$$\frac{d}{dt} \dot{V}_1 = g \left(\frac{g_{m1}}{C} V_{in} - \frac{g_{m2}}{C} V_1 \right) + V_1 \dot{g} \quad (3.4)$$

จะได้สมการของวงจรกรองที่มีการคอมแพนด์แบบซิติลาบิกโดยแทนสมการที่ (3.2) ในสมการที่ (3.4) จะได้

$$C \frac{d}{dt} \dot{V}_1 = g_{m1} (gV_{in}) + \left(-g_{m2} + C \frac{\dot{g}}{g} \right) \dot{V}_1 \quad (3.5)$$

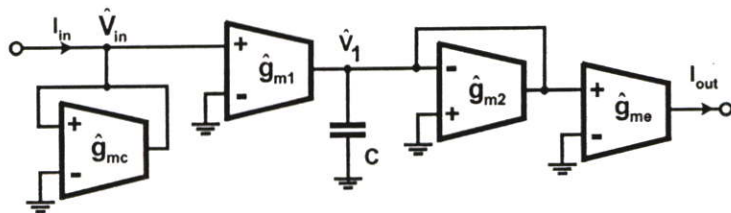
$$gV_{in} = g \left(\frac{I_{in}}{g_{mc}} \right), \quad I_{out} = g_{me} \left(\frac{\dot{V}_1}{g} \right)$$

จากสมการที่ (3.5) จะได้ค่าพารามิเตอร์ใหม่ในระบบที่มีการคอมแพนด์สัญญาณเทคนิคซิติลาบิก ดังนี้

$$\hat{g}_{m1} = g_{m1}, \quad \hat{g}_{m2} = g_{m2} + C \left(\frac{\dot{g}}{g} \right), \quad \hat{g}_{mc} = \frac{g_{mc}}{g}, \quad \hat{g}_{me} = \frac{g_{me}}{g}, \quad \hat{V}_{in} = gV_{in} \quad (3.6)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.5) และ (3.6) สามารถสังเคราะห์วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิติลาบิกได้ดังแสดงในรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแทนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับหนึ่งที่มีการคอมเพนดส์ สัญญาณแบบซึลลาบิค

3.3 วงจรกรองแบบลือก

จากวงจรกรองแบบลือกในรูปที่ 2.6 (ง) พิจารณาทรานส์คอนดักเตอร์รูปของทรานซิสเตอร์ Q_1 - Q_4 ในรูปที่ 3.4 และจากสมการที่ (2.16) จะได้ผลคูณของกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 - Q_2 เท่ากับผลคูณของกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_3 - Q_4 แสดงดังต่อไปนี้

$$I_{C_{Q_1}} I_{C_{Q_2}} = I_{C_{Q_3}} I_{C_{Q_4}} \quad (3.7)$$

$$(u + I_{bias}) I_2 = \left(C \frac{dV_C}{dt} + I_3 - I_f \right) i_4 = \left(\frac{CV_T}{i_4} \frac{di_4}{dt} + I_3 - I_f \right) i_4 \quad (3.8)$$

$$i_4 = y + mI_{bias} \quad (3.9)$$

เมื่อกระแส I_{bias} เปลี่ยนแปลงกับเวลา แทนสมการที่ (3.9) ในสมการที่ (3.8) จะได้

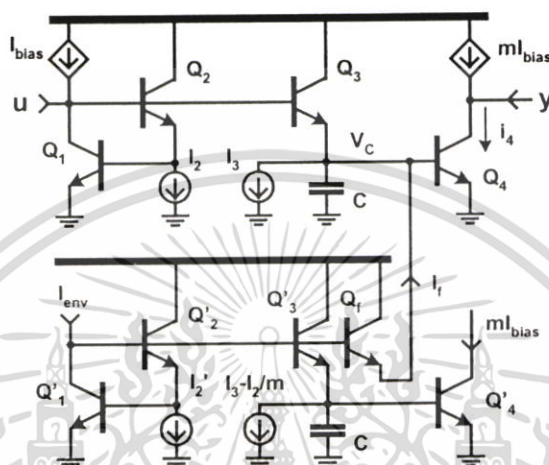
$$CV_T \frac{dy}{dt} = -I_3 y + I_2 u + \left[i_f (y + mI_{bias}) - (mI_3 - I_2) I_{bias} - mCV_T \frac{dI_{bias}}{dt} \right] \quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.10) จะเป็นสมการเชิงเส้นของวงจรกรองได้ก็ต่อเมื่อเทอมในวงเล็บของสมการด้านขวามือต้องเท่ากับศูนย์โดยการชดเชยด้วยกระแส i_f ดังสมการต่อไปนี้

$$i_f = \frac{(mI_3 - I_2) I_{bias} + mCV_T \frac{dI_{bias}}{dt}}{(y + mI_{bias})} = \frac{mI_{bias} \left(\left(I_3 - \frac{I_2}{m} \right) + \frac{CV_T}{I_{bias}} \frac{dI_{bias}}{dt} \right)}{(y + mI_{bias})} \quad (3.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.11) กระแส i_f สามารถสังเคราะห์ได้ด้วยทรานซิสเตอร์คู่ของทรานซิสเตอร์ Q_1-Q_4 - $Q'_1-Q'_4$ จากรูปที่ 3.4 กระแส I_{bias} จะเปลี่ยนแปลงตามขนาดของกระแส I_{env} โดยที่ I_{env} เป็นกระแสเอาต์พุตของวงจรเอนเวลโลปดีเทกเตอร์ที่มีกระแสอินพุต u ของวงจรกรองเป็นอินพุตเช่นเดียวกัน ส่วนกระแส I_2' จะต้องเลือกให้เหมาะสมกับอัตราส่วนการไบอัสวงจรด้วยกระแส I_{bias} กับขนาดสูงสุดของกระแสอินพุต u และ $m > I_2/I_3$ เพื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายกระแสไบอัสคงที่มีค่าเป็นบวก



รูปที่ 3.4 วงจรกรองแบบล็อกอันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิก[15]

3.4 วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์

วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์เป็นวงจรกรองแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายในอีกประเภทหนึ่ง จากวงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิก ในรูปที่ 3.3 สามารถนำสมการที่ (3.5) มาวิเคราะห์เป็นสมการของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิก[8] ได้ดังนี้

$$C \frac{d}{dt} \tanh\left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T}\right) = 2 \frac{I_0}{V_T} \tanh\left(\frac{\hat{V}_{in}}{2V_T}\right) - 2 \left(\frac{I_0}{V_T} + \frac{C I_{env}}{2 I_{env}} \right) \tanh\left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T}\right) \quad (3.12)$$

เมื่อ I_{env} คืออนุพันธ์ของ $I_{env}(t)$ เทียบกับเวลา จากสมการอนุพันธ์ของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์แสดงในสมการที่ (3.13) ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \tanh(u) = \text{sech}^2(u) \frac{du}{dt} \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.13) หาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.12) ได้ดังนี้

$$\frac{C}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T}\right) \frac{d}{dt} \hat{V}_1 = 2 \frac{I_0}{V_T} \tanh\left(\frac{\hat{V}_{in}}{2V_T}\right) - 2 \left(\frac{I_0}{V_T} + \frac{C}{2} \frac{I_{env}}{I_{env}} \right) \tanh\left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T}\right) \quad (3.14)$$

ทำการจัดสมการที่ (3.14) เป็นรูปแบบอย่างง่ายดังนี้

$$C \frac{d}{dt} \hat{V}_1 = 4I_0 \cosh^2\left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T}\right) \tanh\left(\frac{\hat{V}_{in}}{2V_T}\right) - 4 \left(I_0 + \frac{CV_T}{2} \frac{I_{env}}{I_{env}} \right) \sinh\left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T}\right) \cosh\left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T}\right) \quad (3.15)$$

จากสมการเอกลักษณ์ตรีโกณ Haft-angle formulas

$$\cosh(2x) = 2 \cosh^2(x) - 1 \quad (3.16)$$

$$\sinh(2x) = 2 \sinh(x) \cosh(x) \quad (3.17)$$

จากสมการเอกลักษณ์ตรีโกณในสมการที่ (3.16)-(3.17) แทนในสมการที่ (3.15) ได้ดังนี้

$$C \frac{d}{dt} \hat{V}_1 = 2I_0 \left(1 + \cosh\left(\frac{\hat{V}_1}{V_T}\right) \right) \tanh\left(\frac{\hat{V}_{in}}{2V_T}\right) - 2 \left(I_0 + \frac{CV_T}{2} \frac{I_{env}}{I_{env}} \right) \sinh\left(\frac{\hat{V}_1}{V_T}\right) \quad (3.18)$$

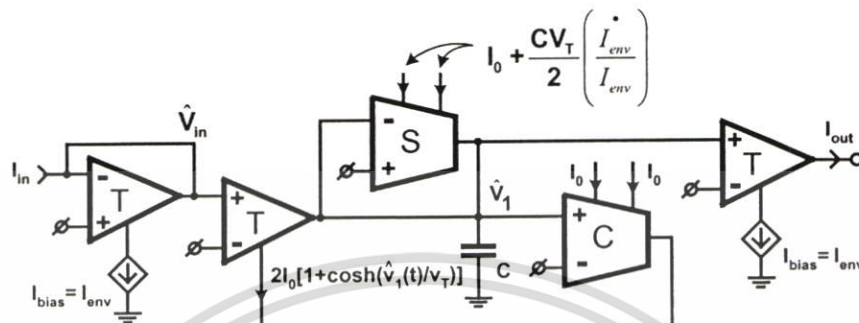
$$I_{out} = I_{env} \tanh\left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T}\right) \quad (3.19)$$

$$\hat{V}_{in} = 2V_T \tanh^{-1}\left(\frac{I_{in}}{I_{env}}\right) \quad (3.20)$$

$$\omega_c = 2 \left(\frac{I_0}{CV_T} \right) \quad (3.21)$$

เมื่อ I_{env} เป็นกระแสเอาต์พุตจากวงจรตรวจจับค่าสูงสุดโหมคระแสดงในบทที่ 4 และ ω_c เป็นความถี่คัทออฟของวงจรกรอง จากสมการที่ (3.18)-(3.20) สามารถสังเคราะห์เป็นวงจรแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบชิลลาบิก โดยการนำวงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ วงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์และวงจรไฮเพอร์โบลิกไซน์ ที่นำเสนอในภาคผนวก ข. ต่อร่วมกับวงจรถ่ายโอนกระแสแซดเซช $I_0 + \frac{CV_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_{env}}{I_{env}} \right)$ ที่นำเสนอในภาคผนวก จ. ดังแสดงในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรกรอแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบชิตลาบิก

3.5 วงจรกรอแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์

วงจรกรอแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์เป็นวงจรกรอแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายในอีกประเภทหนึ่งเช่นเดียวกับหัวข้อที่ 3.3 และหัวข้อที่ 3.4 จากวงจรกรอแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับหนึ่งในรูปที่ 3.3 สามารถนำสมการที่ (3.5) มาวิเคราะห์เป็นสมการวงจรกรอแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์อันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบชิตลาบิก[8] ได้ดังนี้

$$C \frac{d}{dt} \sinh \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) = \frac{I_0}{V_T} \sinh \left(\frac{\hat{V}_{in}}{2V_T} \right) - \left(\frac{I_1}{V_T} + C \frac{\dot{I}_{env}}{I_{env}} \right) \sinh \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) \quad (3.21)$$

จากสมการอนุพันธ์ของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์

$$\frac{d}{dt} \sinh(u) = \cosh(u) \frac{du}{dt} \quad (3.22)$$

จากสมการที่ (3.22) สามารถหาอนุพันธ์ของสมการที่ (3.21) ได้ดังนี้

$$\frac{C}{2V_T} \cosh \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) \frac{d}{dt} \hat{V}_1 = \frac{I_0}{V_T} \sinh \left(\frac{\hat{V}_{in}}{2V_T} \right) - \left(\frac{I_1}{V_T} + C \frac{\dot{I}_{env}}{I_{env}} \right) \sinh \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการจัดสมการที่ (3.23) เป็นรูปแบบอย่างง่ายดังนี้

$$\begin{aligned} C \frac{d}{dt} \hat{V}_1 &= 2I_0 \operatorname{sech} \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) \sinh \left(\frac{\hat{V}_{in}}{2V_T} \right) - 2 \left(I_1 + CV_T \frac{\dot{I}_{env}}{I_{env}} \right) \operatorname{sech} \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) \sinh \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) \\ &= 2I_0 \operatorname{sech} \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) \sinh \left(\frac{\hat{V}_{in}}{2V_T} \right) - 2 \left(I_1 + CV_T \frac{\dot{I}_{env}}{I_{env}} \right) \tanh \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) \end{aligned} \quad (3.24)$$

จากสมการเอกลักษณ์ตรีโกณ

$$\cosh(a-b) = \cosh(a)\cosh(b) - \sinh(a)\sinh(b) \quad (3.25)$$

$$\sinh(a+b) = \sinh(a)\cosh(b) + \cosh(a)\sinh(b) \quad (3.26)$$

$$\cosh^2(a) - \sinh^2(a) = 1 \quad (3.27)$$

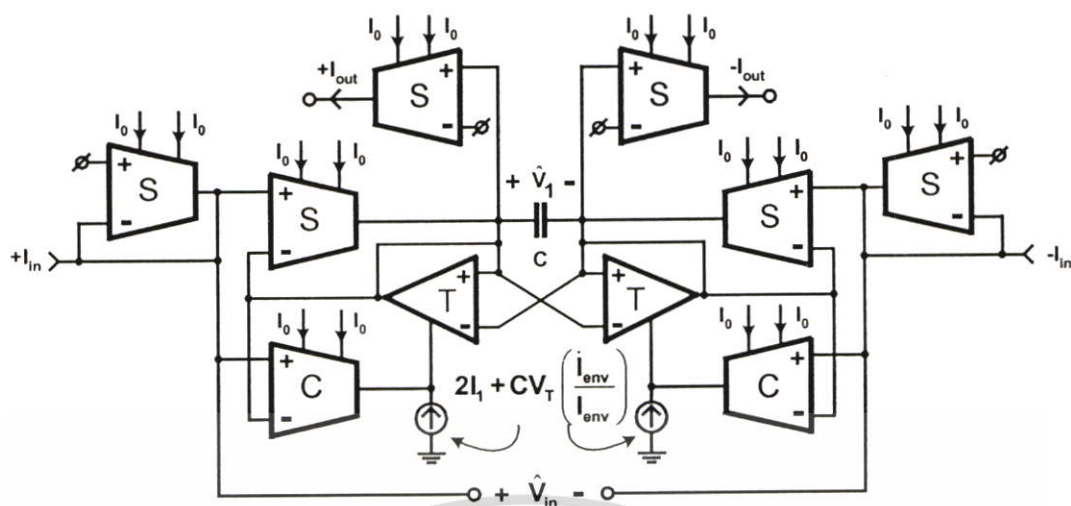
จากสมการเอกลักษณ์ตรีโกณในสมการที่ (3.25)-(3.27) แทนในสมการที่ (3.24) ได้ดังนี้

$$C \frac{d}{dt} \hat{V}_1 = \left(2I_0 \cosh \left(\frac{\hat{V}_{in} - \hat{V}_1}{2V_T} \right) - 2 \left(I_1 + CV_T \frac{\dot{I}_{env}}{I_{env}} \right) \tanh \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) + 2I_0 \sinh \left(\frac{\hat{V}_{in} - \hat{V}_1}{2V_T} \right) \right) \quad (3.28)$$

$$I_{out} = I_{env} \sinh \left(\frac{\hat{V}_1}{2V_T} \right) \quad (3.29)$$

$$\hat{V}_{in} = 2V_T \sinh^{-1} \left(\frac{I_{in}}{I_{env}} \right) \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.28)-(3.30) สามารถสังเคราะห์เป็นวงจรแบบไฮเพอร์โบลิกไซนัสอันดับหนึ่งที่มีการคอมเพนซ์สัญญาณแบบซิงเกิลบิตดังแสดงในรูปที่ 3.6



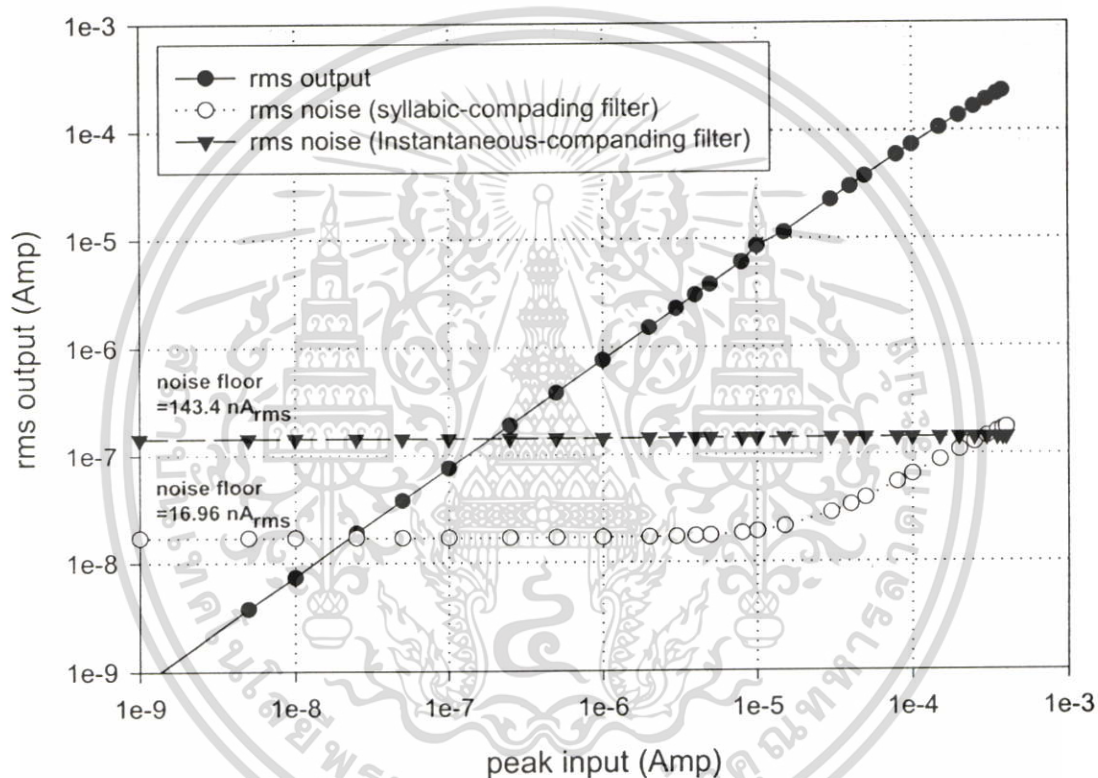
รูปที่ 3.6 วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกไชนันต์อันดับหนึ่งที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิก

3.6 ผลการจำลองการทำงาน

วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งแสดงในรูปที่ 3.5 ได้ถูกจำลองการทำงานด้วยเทคนิคการคอมแพนดส์แบบซัลลาบิกเปรียบเทียบกับการคอมแพนดส์ขณะหนึ่ง โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานดังแสดงในตารางที่ 3.1 สังกะยะระดับของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของวงจรกรองเมื่อค่าความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตถูกอินทิเกรตจาก 0-3MHz จากความถี่คutoffของวงจรกรองเท่ากับ 1.5 MHz ได้เป็นค่าประสิทธิภาพ (RMS) ของสัญญาณรบกวนแสดงผลจำลองการทำงานในรูปที่ 3.7 เมื่อวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งเทคนิคการคอมแพนดส์ขณะหนึ่ง[8] มีระดับของสัญญาณรบกวนคงที่เท่ากับ $143.4 \text{ nA}_{\text{rms}}$ ตลอดขนาดสัญญาณอินพุตที่เปลี่ยนแปลง เนื่องจากสัญญาณรบกวนในวงจรกรองแบบแอ็คทีฟจะแปรผันตรงกับขนาดกระแสไบอัสของวงจร แสดงการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งไว้ในภาคผนวก ค. ส่วนวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งเทคนิคการคอมแพนดส์แบบซัลลาบิก[21] มีค่าความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตมากที่สุดเท่ากับ $144.2 \text{ nA}_{\text{rms}}$ ที่ค่ากระแสอินพุตมากที่สุด $300 \mu\text{A}_{\text{pk}}$ และลดลงเป็นสัดส่วนกับขนาดของสัญญาณอินพุตจนกระทั่งขนาดสัญญาณอินพุตต่ำกว่า $18.5 \mu\text{A}_{\text{pk}}$ ซึ่งเป็นค่ากระแสต่ำสุดที่วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมมกระแสตรวจจับได้ส่งผลให้ระดับของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตคงที่เท่ากับ $16.96 \text{ nA}_{\text{rms}}$

ตารางที่ 3.1 ค่าพารามิเตอร์วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่ง

วงจรกรอง	การคอมแพนดซ์ขณะหนึ่ง	การคอมแพนดซ์แบบซิดลาบิก
ความถี่คัทออฟ	1.5 MHz	1.5 MHz
กระแสไบอัสคงที่ (I_0)	5 μA .	5 μA .
กระแสไบอัสคงที่ (I_{bias})	450 μA	-
กระแสไบอัสพลวัต ($I_{\text{env}}=1.5I_{\text{in}}$)	-	น้อยสุด : 18.5 μA มากที่สุด : 450 μA



รูปที่ 3.7 สัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณรบกวนของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งที่มีการคอมแพนดซ์แบบซิดลาบิกเปรียบเทียบกับกรคอมแพนดซ์ขณะหนึ่ง [21]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.7 สรุป

เนื้อหาที่น่าสนใจในบทนี้ได้แสดงการวิเคราะห์และการสังเคราะห์วงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิติลาบิก โดยเริ่มต้นด้วยการออกแบบจากวงจรต้นแบบคือวงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับที่หนึ่ง และจากวงจรต้นแบบได้ถูกนำมาวิเคราะห์วงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิติลาบิกซึ่งระบบเป็นแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายใน (ELIN) ที่ประกอบด้วยวงจรกรองแบบล็อก วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ และวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์ โดยที่วงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิติลาบิกจำเป็นต้องมีการชดเชยความไม่เป็นเชิงเส้นให้กับระบบของวงจรกรองเพื่อยังคงรักษาความเป็นเชิงเส้นของสัญญาณเอาต์พุตวงจรกรองไว้ดั้งเดิมและยังช่วยให้ได้พิสัยพลวัตกว้างรวมทั้งการสูญเสียกำลังงานต่ำลงอีกด้วยซึ่งยืนยันได้จากผลการจำลองการทำงานว่าวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิติลาบิกมีค่าพิสัยพลวัตกว้างและการสูญเสียกำลังงานต่ำกว่าวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์ชนิดหนึ่ง



บทที่ 4

วงจรตัวจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส

4.1 บทนำ

วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ (peak detector) ถูกใช้งานอย่างกว้างขวางในระบบอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไป ตัวอย่างเช่น วงจรเ็นเวลโลปดีเทกเตอร์ (envelope detector) ใช้ในการคิมอคูเลตสัญญาณเอเอ็มและยังเป็นส่วนประกอบในวงจรปรับอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control) เป็นต้น ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสสำหรับใช้ตรวจจับสัญญาณอินพุตวงจรกรองที่มีการคอมเพนดส์สัญญาณเทคนิคซิลลาบิก

เมื่อไม่นานนี้ได้มีการนำเสนอวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณในโหมดกระแสโดยใช้แนวความคิดในการออกแบบมาจากวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณที่ประกอบด้วยไดโอด ตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) โดยที่ในวงจรที่นำเสนอมีการใช้วงจรขยายออปแอมป์ (Op-Amp) [22] ช่วยให้การสร้างคุณสมบัติเอ็กโพเนนเชียลของไดโอดเข้าใกล้อุดมคติมากยิ่งขึ้นแต่การใช้ออปแอมป์จะทำให้เกิดผลเสีย คือ

- ออฟเซตของออปแอมป์มีผลต่อฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลในสมการกระแสของของไดโอดทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นในกรณีที่สัญญาณอินพุตมีขนาดเล็ก
- กรณีที่ต้องการให้คุณสมบัติเอ็กโพเนนเชียลของไดโอดใกล้เคียงอุดมคติมากขึ้นจะต้องให้อัตราขยายลูปปิดของวงจรออปแอมป์มากขึ้นซึ่งจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ

ในบทนี้ทำการนำเสนอวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแสแบบอินพุตด้านเดียวและแบบอินพุตแตกต่างซึ่งเหมาะสมต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรที่นำเสนอประกอบด้วย วงจรยกกำลังสองร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลือก หัวข้อที่ 4.2 อธิบายถึงคุณสมบัติและการออกแบบวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดแรงดันและโหมดกระแส หัวข้อที่ 4.3 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอ โดยจำลองผลการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Cadence Spectre และสุดท้ายหัวข้อที่ 4.4 กล่าวถึงบทสรุป

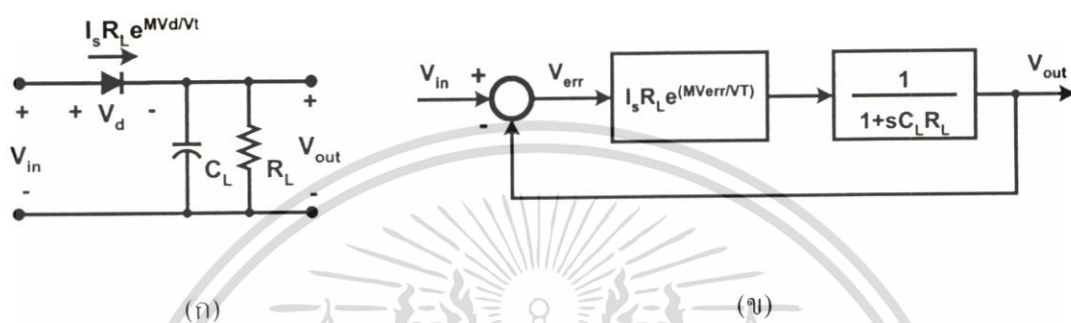
4.2 คุณสมบัติของวงจรและการออกแบบ

วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณในโหมดแรงดันที่ประกอบด้วยไดโอด ตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) สามารถแสดงได้ในรูปที่ 4.1 ก) ซึ่งอธิบายได้ด้วยบล็อกไดอะแกรมดังในรูปที่ 4.1 ข) หลักการทำงานของวงจรเริ่มต้นจากแรงดัน V_{err} ซึ่งเป็นผลต่างของแรงดัน V_{in} กับ V_{out}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นาไปเซประยชนดานการค้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคแรงดัน จากนั้นสัญญาณที่เอาต์พุตยังถูกป้อนกลับไปลบกับสัญญาณอินพุตอีกด้วยเป็นอันครบรอบการทำงานของวงจร จากรูปที่ 4.1 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_{out} = \left(\frac{R_L}{1+sC_L R_L} \right) I_s \exp \left(\frac{M(V_{in} - V_{out})}{V_T} \right) \quad (4.1)$$



รูปที่ 4.1 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมคแรงดัน ก) วงจรเรียงกระแสแบบ Diode-RC ข) บล็อกไดอะแกรม

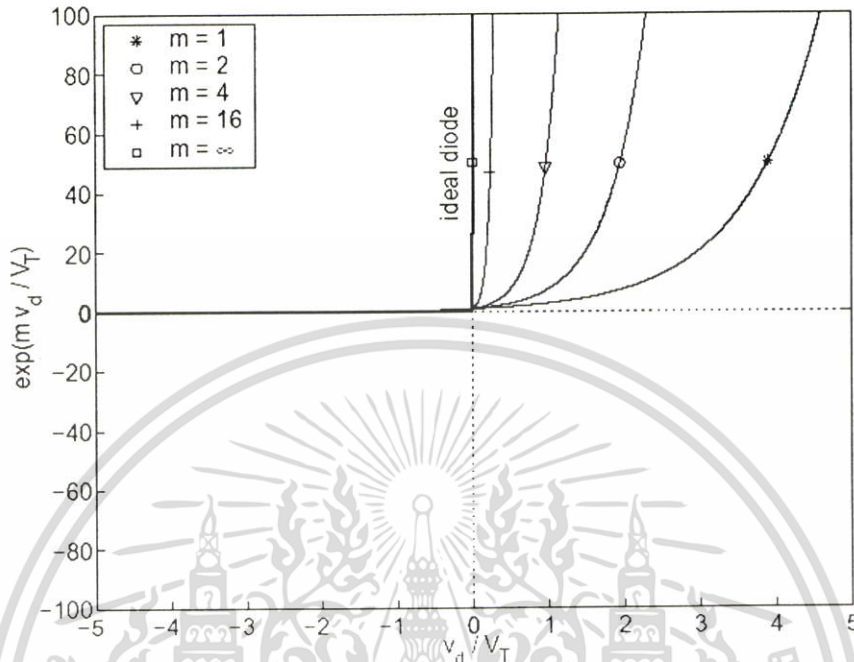
เมื่อค่าพารามิเตอร์ $M=1$ และ $V_{err} = V_d$ วงจรนี้จะทำการจับค่าสูงสุดของสัญญาณอินพุตเมื่อพิจารณาไดโอดในอุดมคติซึ่งแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะได้รับไบอัสตรงมีค่าเท่ากับศูนย์และไม่มีกระแสไหลผ่านเมื่อไดโอดได้รับแรงดันไบอัสกลับ แต่ความเป็นจริงนั้นแรงดันที่ไดโอดไม่เท่ากับศูนย์ขณะได้รับไบอัสตรง จึงมีผลทำให้เอาต์พุตที่เป็นแรงดันไฟตรงของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณจึงมีค่าน้อยกว่าค่าสูงสุดของอินพุต จากสมการกระแสของไดโอดสัมพันธ์กับเอ็กโพเนนเชียลของแรงดันที่ตกคร่อมตัวไดโอด คือ

$$I_d = I_s \exp \left(\frac{M V_d}{V_T} \right) \quad (4.2)$$

เมื่อ I_s และ V_T คือ กระแสอิ่มตัวของไดโอดและ Thermal voltage ตามลำดับ โดยที่ค่าพารามิเตอร์ $M=1$ สำหรับไดโอดที่ใช้งานจริง แต่ถ้าพิจารณาจากกราฟคุณลักษณะของไดโอดในรูปที่ 4.2 ทำการนอร์มัลไลซ์ (normalized) ด้วยค่า (V_d/V_T) กับค่าพารามิเตอร์ M ที่แปรเปลี่ยนไป จะสังเกตได้ว่าเส้นกราฟจะมีความชันเข้าใกล้ไดโอดในอุดมคติมากขึ้นเมื่อค่าพารามิเตอร์ M มีค่ามากขึ้น และจะเป็นไดโอดอุดมคติเมื่อค่าพารามิเตอร์ $M = \infty$ เมื่อแทนค่าในสมการที่ (4.2) ดังนั้นผลของการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพิ่มค่าพารามิเตอร์ M ให้มากขึ้นจะสามารถแก้ไขความถูกต้องของสัญญาณเอาต์พุตในกรณีที่สัญญาณอินพุตมีขนาดเล็กได้



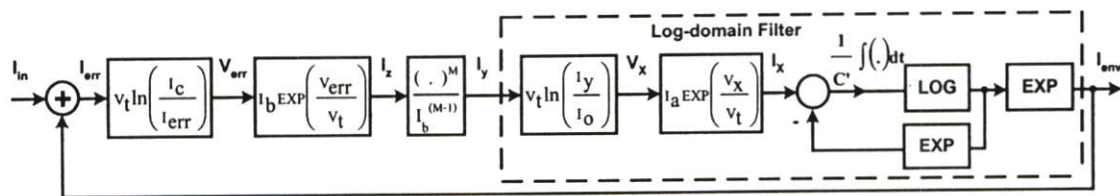
รูปที่ 4.2 กราฟคุณลักษณะของไดโอดชนิดรอยต่อพีเอ็น

จากบล็อกไดอะแกรมในที่ 4.1 ข) สามารถนำหลักการดังกล่าวมาออกแบบเป็นวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณในโหมคกระแสได้แสดงในรูปที่ 4.3 โดยที่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่หนึ่งสามารถสร้างได้โดยวงจรกรองแบบลือก[12][23] แสดงในรูปที่ 4.4 ก) ได้ฟังก์ชันส่งผ่าน ดังนี้

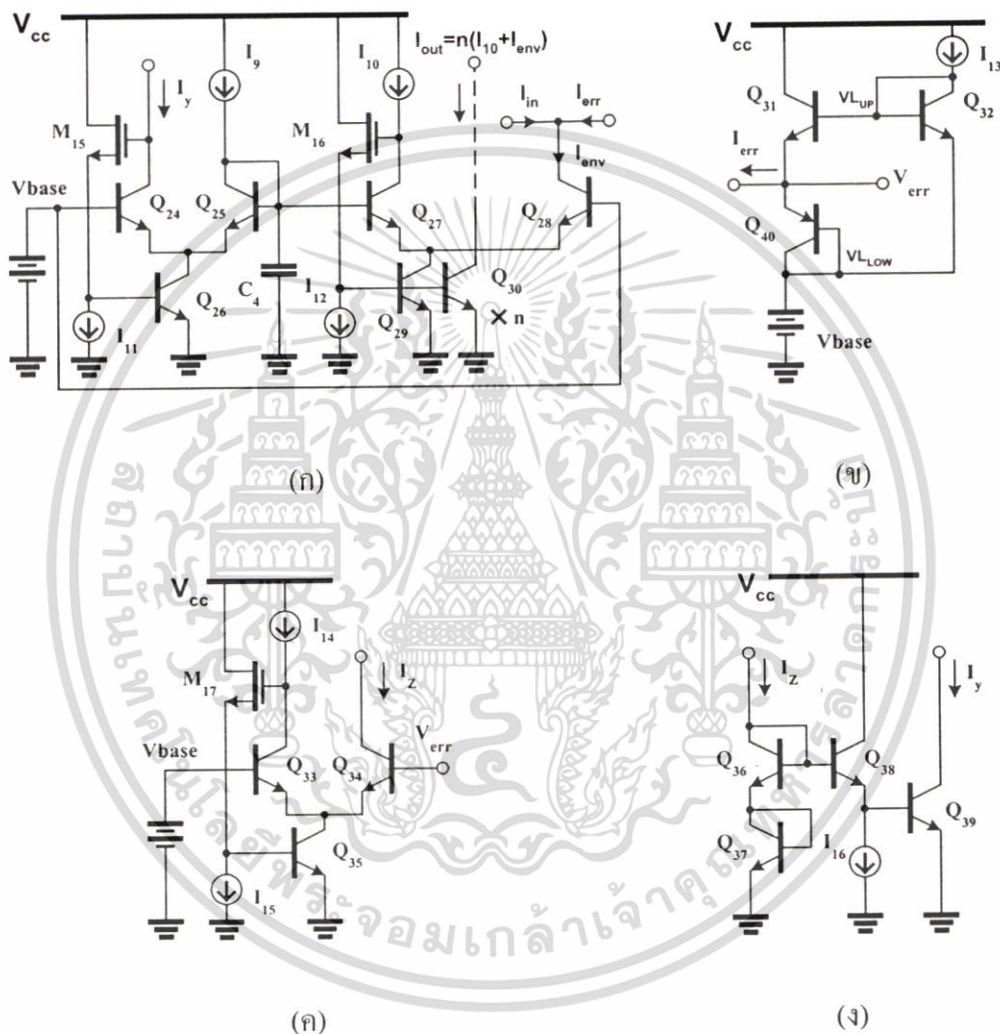
$$\frac{I_{env}(s)}{I_y} = \frac{I_{Q28}}{I_{Q24}}(s) = \frac{I_{10}/C_4V_T}{s + I_9/C_4V_T} \quad (4.3)$$

$$I_{err} = I_{env} - I_{in} \quad (4.4)$$

เมื่อกระแส $I_{Q24} = I_y$ และ $I_{Q28} = I_{env}$ คือ กระแสอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองแบบลือก ตามลำดับ



รูปที่ 4.3 บล็อกโคแอดแอมวจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส



รูปที่ 4.4 วงจรสำหรับสังเคราะห์วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส ก) วงจรกรอบแบบ ล็อก ข) วงจรฟังก์ชันล็อก ค) วงจรฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียล ง) วงจรฟังก์ชันยกกำลังสอง

หาค่าแรงดัน V_{err} จากวงจรฟังก์ชันล็อกรูปที่ 4.4 ข) ได้ดังนี้

$$V_{err} = V_T \ln \left(\frac{I_{13}}{I_{err}} \right) \tag{4.5}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่ากระแส I_z จากวงจรฟังก์ชันเอ็กโพเนนเชียลรูปที่ 4.4 ค) โดยที่ทรานซิสเตอร์ M_{17} และ Q_{35} ต่อร่วมกับแหล่งจ่ายกระแสคงที่ I_{15} เพื่อใช้เป็นวงจรกำหนดแรงดันคงที่สำหรับโหนดต่อร่วมขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{33}, Q_{34} ดังนั้นสามารถวิเคราะห์หาค่ากระแส I_z ด้วยหลักการทรานส์ลิเนียร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{33}, Q_{34} ได้ดังนี้

$$I_z = I_{14} \exp\left(\frac{V_{err} - V_{base}}{V_T}\right) \quad (4.6)$$

หาค่ากระแส I_y จากวงจรฟังก์ชันยกกำลังสอง ($M=2$) รูปที่ 4.4 ง) และแทนค่าสมการที่ (4.6) ลงในสมการ ได้ดังนี้

$$I_y = \frac{(I_z)^2}{I_{16}} = \frac{(I_{14})^2}{I_{16}} \exp\left(\frac{2(V_{err} - V_{base})}{V_T}\right) \quad (4.7)$$

กำหนดให้ $I_{14} = I_{16}$ จะได้

$$I_y = I_{14} \exp\left(\frac{2(V_{err} - V_{base})}{V_T}\right) \quad (4.8)$$

แทนสมการที่ (4.8) ลงในสมการที่ (4.3) จะได้

$$I_{env}(s) = \left(\frac{I_{10}/C_4 V_T}{s + I_9/C_4 V_T}\right) \cdot I_{14} \exp\left(\frac{2(V_{err} - V_{base})}{V_T}\right) \quad (4.9)$$

$$\omega_c = \frac{I_9}{C_4 V_T} \quad (4.10)$$

กำหนดให้ I_9, I_{10}, I_{14} เป็นกระแสไบอัสคงที่และ V_{base} เป็นแรงดันไบอัสคงที่ เมื่อทำการเปรียบเทียบสมการที่ (4.9) กับสมการที่ (4.1) จะสังเกตได้ว่าสมการทั้งสองมีความคล้ายคลึงกันอย่างมากแตกต่างกันเพียงอินพุตเป็นกระแสกับแรงดัน สรุปได้ว่าสมการที่ (4.9) เป็นสมการของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสที่มีค่า $M=2$ และมีค่าความถี่คัทออฟ (ω_c) ดังสมการที่ (4.10) โดยที่ค่าความถี่คัทออฟจะเป็นค่าที่กำหนดขนาดของกระแสกระเพื่อมที่เอาต์พุต โดยที่ ω_c เป็นฟังก์ชันของกระแสไบอัสกับตัวเก็บประจุ ถ้าค่า ω_c มีค่ามากขนาดของกระแส

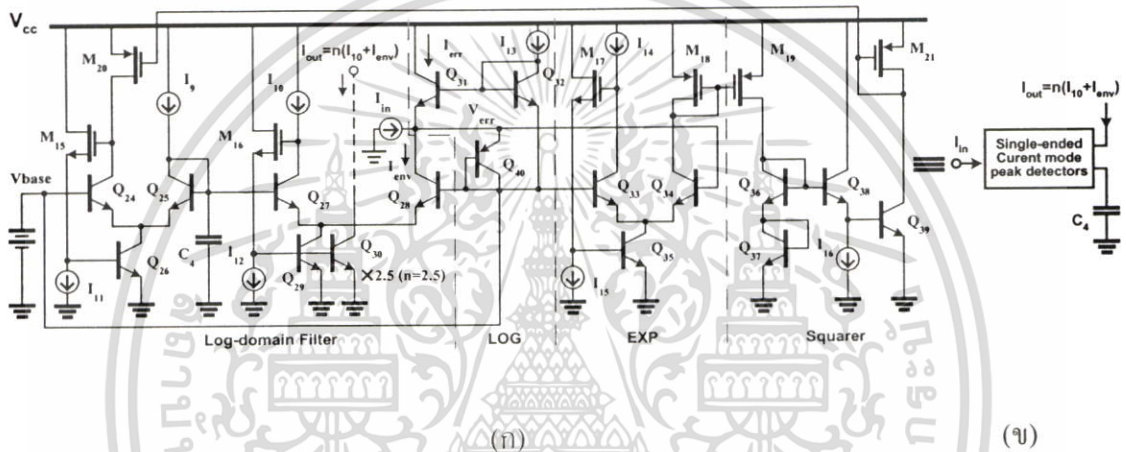
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่เอาต์พุตก็จะมีค่ามากในทางกลับกันถ้าค่า ω_c มีค่าน้อยขนาดของกระแสที่เอาต์พุตก็จะมีค่าน้อย

4.3 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส

4.3.1 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบอินพุตด้านเดียว

จากหัวข้อที่ 4.2 แสดงถึงการนำวงจรในรูปที่ 4.4 มาสังเคราะห์ตามบล็อกโคอะแกรมการทำงานของวงจรสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสในรูปที่ 4.3 จะได้วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบอินพุตด้านเดียวแสดงดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 ก) วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแสแบบอินพุตด้านเดียว ข) สัญลักษณ์

การทำงานของวงจรในรูปที่ 4.5 ก) เริ่มต้นจากกระแส I_{err} ซึ่งเป็นผลต่างของ I_{env} กับ I_{in} ($I_{err} = I_{env} - I_{in}$) โดยกระแส I_{err} จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดัน V_{err} ด้วยวงจรฟังก์ชันล็อก จากนั้นแรงดัน V_{err} ถูกส่งต่อไปยังวงจรฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียลเปลี่ยนเป็นกระแสและไหลผ่านวงจรสะท้อนกระแสทรานซิสเตอร์ M_{18}, M_{19} ซึ่งไปเป็นกระแสอินพุตของวงจรฟังก์ชันยกกำลังสอง และกระแสเอาต์พุตของวงจรฟังก์ชันยกกำลังสองจะถูกป้อนกลับไปยังอินพุตของวงจรกรองแบบล็อก โดยผ่านวงจรสะท้อนกระแสทรานซิสเตอร์ M_{20}, M_{21} ในที่สุดกระแสเอาต์พุตของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณเป็นกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_{30} ซึ่งมีขนาดพื้นที่ของอิมิตเตอร์ใหญ่กว่าทรานซิสเตอร์ Q_{29} เป็นจำนวน n เท่า ($I_{out} = nI_{Q29}$) จากกระแสของทรานซิสเตอร์ Q_{29} เป็นผลรวมของกระแสไบอัสคงที่ I_{10} กับกระแสเอาต์พุตวงจรกรองแบบล็อก I_{env} ($I_{Q29} = I_{10} + I_{env}$) เป็นอันสิ้นสุดการทำงานของวงจร

เมื่อพิจารณาที่อินพุตของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสเป็นโหนดที่มีความต้านทานสูงสามารถเปลี่ยนกระแสอินพุต I_{in} เป็นแรงดัน V_{err} ได้ จากสมการที่ (4.4) ถ้าเอกสารฉบับนี้สามารถช่วยคุณได้ กรุณาแจ้งให้เราทราบที่ www.ijer.in.th เมื่อคุณสังเกตเห็นข้อผิดพลาดใดๆ กรุณาแจ้งให้เราทราบที่ www.ijer.in.th ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส I_{in} มากกว่ากระแส I_{env} อย่างมากจะทำให้แรงดัน V_{cr} เพิ่มขึ้นจนถึงแหล่งจ่ายแรงดันของ วงจรเป็นผลให้ทรานซิสเตอร์ Q_{31} ทำงานในย่านคัทออฟ (cutoff region) ได้ และในทางตรงกันข้ามถ้ากระแส I_{in} น้อยกว่ากระแส I_{env} อย่างมากจะทำให้แรงดัน V_{cr} ลดต่ำลงอาจต่ำกว่าแรงดันไบอัส V_{base} เป็นผลให้ทรานซิสเตอร์ Q_{28} ทำงานในย่านอิ่มตัว (saturation region) ได้ ดังนั้นจำเป็นต้องใช้วงจรจำกัดค่าแรงดัน (voltage-limiter) คือใช้ทรานซิสเตอร์ Q_{31} และ Q_{40} ต่อในลักษณะไดโอดเพื่อจำกัดค่าการแกว่งของแรงดันที่โหนดอินพุตเป็นผลให้วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสการทำงานอย่างถูกต้อง

เมื่อพิจารณาการออกแบบวงจรรูปที่ 4.5 และทำการแทนสมการที่ (4.5) ลงในจากสมการที่ (4.7) จะได้

$$I_{env}(s) = \left(\frac{I_{10}/C_4V_T}{s + I_9/C_4V_T} \right) \left(\frac{(I_{14})^2}{I_{16}} \right) \left(\frac{I_{13}}{I_{err}} \right)^2 \cdot \exp\left(-\frac{V_{base}}{V_T}\right) \quad (4.11)$$

จากสมการที่ (4.11) พิจารณาที่จุดทำงานเริ่มต้น $I_{in} = 0$ A. แทนในสมการที่ (4.4) จะได้ว่า $I_{cr} = I_{env}$

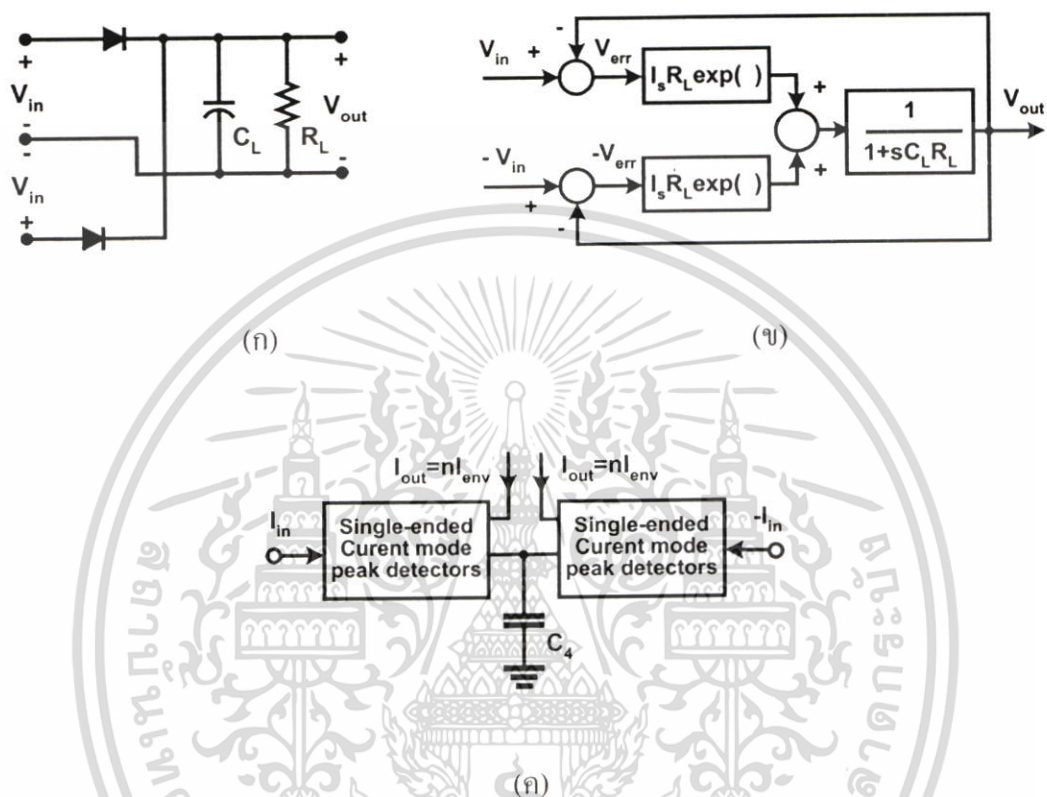
$$I_{env}(s)|_{s=0} = \sqrt[3]{\left(\frac{I_{10}/C_4V_T}{I_9/C_4V_T} \right) \left(\frac{(I_{14})^2}{I_{16}} \right) (I_{13})^2 \cdot \exp\left(-\frac{V_{base}}{V_T}\right)} \quad (4.12)$$

วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสได้ถูกนำไปใช้เป็นวงจรไบอัสกระแสพลวัต (dynamic biasing) ให้กับวงจรกรองไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิติลาบิกที่ต้องการกระแสไบอัสขณะจุดเริ่มต้นทำงานมีปริมาณ ไม่มีจนเกินไปนักแต่ยังคงการทำงานเริ่มต้นของวงจรได้เพื่อต้องการลดผลกระทบของสัญญาณรบกวน (noise floor) ให้มีค่าน้อยที่สุด เนื่องจากสัญญาณรบกวนมีความสัมพันธ์โดยตรงกับกระแสไบอัสภายในวงจรดังได้แสดงการวิเคราะห์ในภาคผนวก ค. ดังนั้นในการออกแบบค่ากระแสเอาท์พุทขณะที่จุดทำงานเริ่มต้นจากสมการที่ (4.12) จะต้องเลือกออกแบบค่ากระแส I_{13} , I_{14} ให้มีค่าน้อยกว่ากระแส I_{16} ส่วนค่ากระแส I_9 , I_{10} ใช้กำหนดค่าความถี่คัทออฟ (f_c) และอัตราขยายของวงจรกรองแบบล้อยก ตามลำดับ ค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบแสดงในตารางที่ 4.1.

4.3.2 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบอินพุตแตกต่าง

จากวงจรในรูปที่ 4.5 สามารถนำมาสร้างวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่างด้วยโครงสร้างในรูปที่ 4.6 โดยที่วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่างในรูปที่ 4.6 ก) เป็นโหมดแรงดันที่มีอินพุตคือ V_{in} และ $-V_{in}$ สามารถแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมดังรูปเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ 4.6 ข) โดยที่ค่าของแรงดัน V_{err} และ $-V_{err}$ ถูกส่งไปยังบล็อกเอ็กโพเนนเชียลของแต่ละตัวก่อนที่จะรวมกันที่บล็อกตัวกรองความถี่ต่ำผ่านได้เป็นสัญญาณเอาต์พุต วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่างในโหมดกระแสสามารถสร้างได้โดยใช้วงจรในรูปที่ 4.5 ต่อร่วมกันสองวงจรที่โหนดตัวเก็บประจุเดียวกันแสดงในรูปที่ 4.6 ค)



รูปที่ 4.6 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่าง ก) วงจรโหมดแรงดัน ข) บล็อกไดอะแกรม ค) วงจรในโหมดกระแส

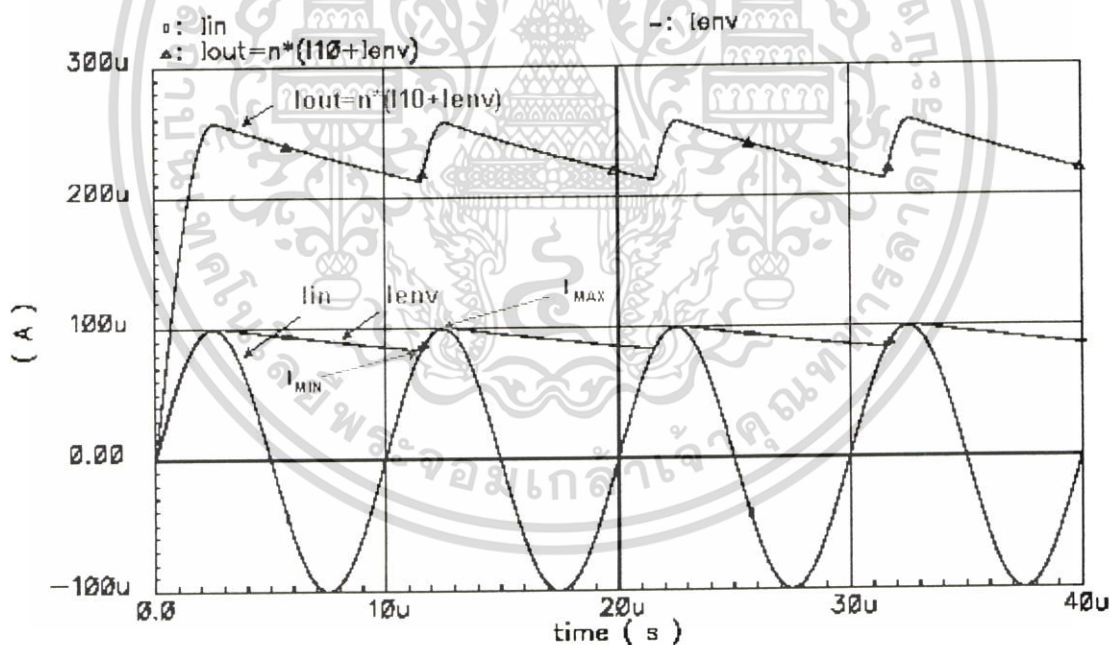
4.4 ผลการจำลองการทำงาน

วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสในรูปที่ 4.5 และรูปที่ 4.6 ค) ถูกจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม Cadence Spectre โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบแสดงในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ของวงจรตรวจจับสัญญาณโหมดกระแส

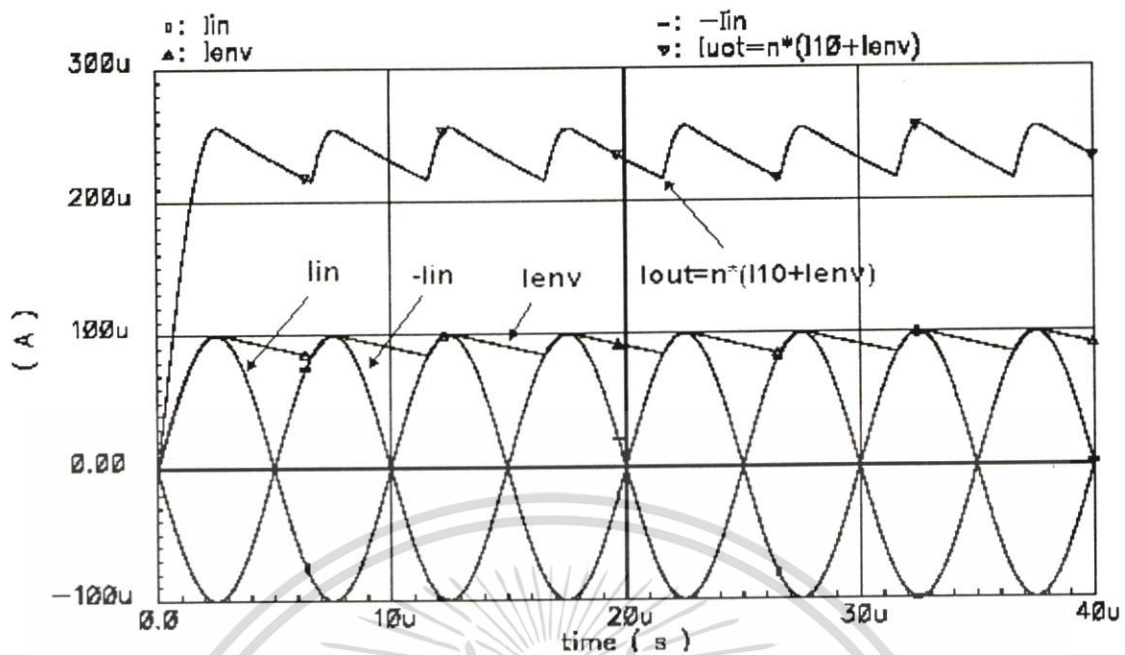
V_{cc}, V_{base}	3 V., 1.5 V.
I_9, I_{10}	0.6 μ A
$I_{11}, I_{12}, I_{13}, I_{14}, I_{15}$	5 μ A
I_{16}	15 μ A
C_4	1 nF
คัทออฟของวงจรกรองแบบลึอก (f_c)	\approx 4 kHz
M_{15}, M_{16}, M_{17}	$(W/L)_N=5/1$
M_{18}, M_{19}	$(W/L)_p=50/1$
M_{20}, M_{21}	$(W/L)_p=100/1$

เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ได้ผลการจำลองการทำงานของวงจรดังแสดงในรูปที่ 4.7 และ รูปที่ 4.8 ตามลำดับ



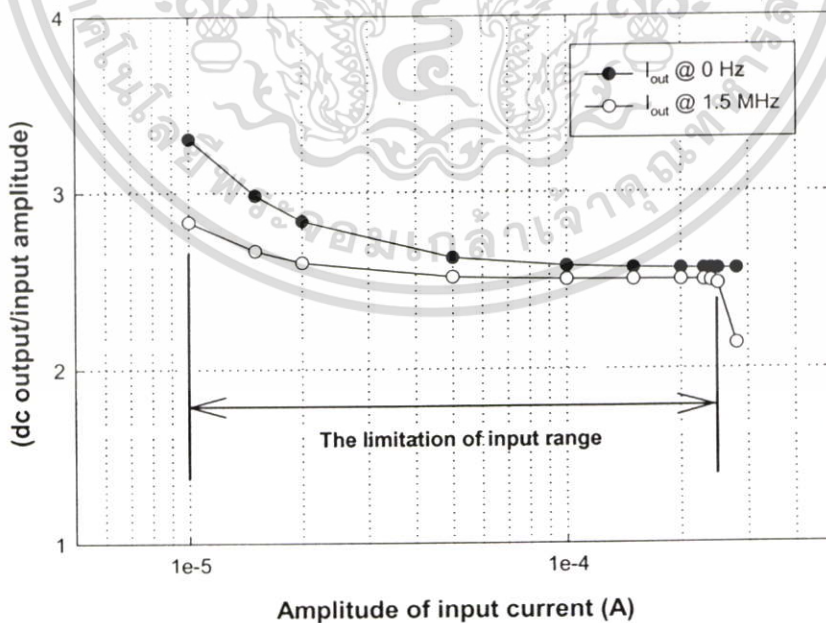
รูปที่ 4.7 ผลจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบอินพุตด้านเดียว ที่ความถี่อินพุต 100 kHz ขนาด 100 μ A ($n = 2.5$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



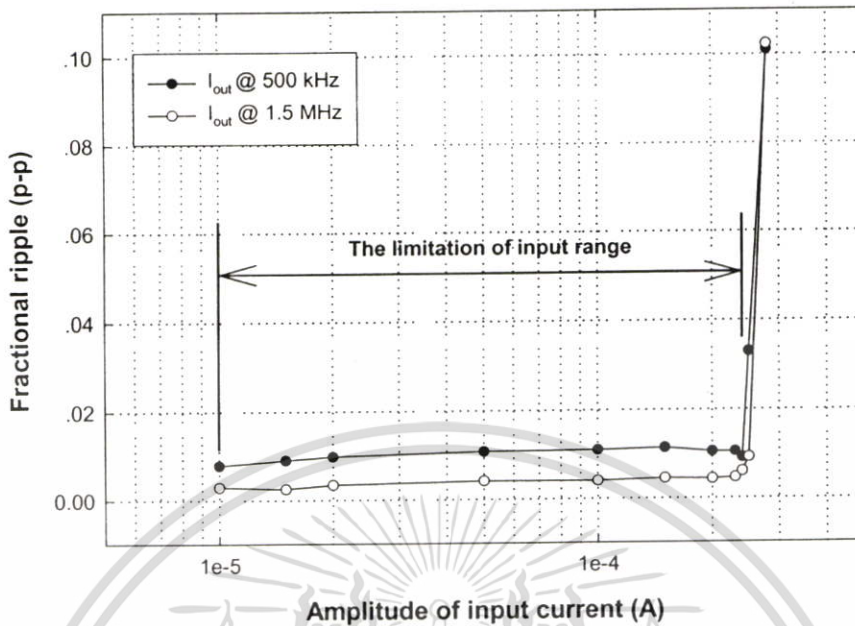
รูปที่ 4.8 ผลการจำลองการทำงานของวงจรจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมมกระแสแบบอินพุต
แตกต่างที่ความถี่อินพุต 100 kHz ขนาด 100 μ A

ผลการจำลองการทำงานของวงจรจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมมกระแสแบบด้านเดียว
เพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรได้ผลการทดลองแสดงรูปที่ 4.9 และ รูปที่ 4.10 ตามลำดับ



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองค่าอัตราส่วนของกระแสไฟตรงที่เอาท์พุตต่อขนาดของอินพุตที่อินพุต
ความถี่ 0 Hz และ 1.5 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.10 ผลการจำลองอัตราส่วนกระแสที่เอาต์พุตต่อค่าเอาต์พุตกระแสไฟตรงที่ความถี่อินพุต 500 kHz และ 1.5 MHz

จากรูปที่ 4.9 แสดงผลจำลองค่าอัตราส่วนของกระแสไฟตรงตรงต่อขนาดของกระแสอินพุตโดยจำลองการทำงานที่ความถี่ 0 Hz และ 1.5 MHz เพื่อหาช่วงการตรวจจับสัญญาณอินพุตของวงจรตัวจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสในรูปที่ 4.5 โดยที่ค่าอัตราส่วนของเอาต์พุตกระแสตรงต่อขนาดของกระแสอินพุตควรมีค่าประมาณเท่ากับ 2.5 เท่า จากการกำหนดให้พื้นที่อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{30} มากกว่า Q_{29} เท่ากับ 2.5 เท่า ($n=2.5$) จึงเป็นผลให้กระแสเอาต์พุต (I_{out}) ของทรานซิสเตอร์ Q_{30} มากกว่ากระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_{29} ($I_{Q29}=I_{10}+I_{env}$) ประมาณ 2.5 เท่า เนื่องจาก I_{10} มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับ I_{env} สำหรับค่าเอาต์พุตกระแสตรงคำนวณได้จากสมการที่ (4.11)[1]

$$I_{DC}=I_{MAX}-\left(\frac{I_{MAX}-I_{MIN}}{2}\right) \quad (4.11)$$

เมื่อ I_{MAX} คือ ค่ากระแสไฟตรงที่เอาต์พุตสูงสุด และ I_{MIN} คือ ค่ากระแสไฟตรงที่เอาต์พุตต่ำสุดแสดงไว้ดังในรูปที่ 4.7 ทำการจำลองโดยปรับค่าขนาดของสัญญาณอินพุตตั้งแต่ 10 μ A ถึง 280 μ A ที่ความถี่ 0 Hz และ 1.5 MHz จากรูปจะได้ช่วงการทำงานของกระแสอินพุตประมาณ 10 μ A – 250 μ A โดยประมาณ โดยช่วงของสัญญาณอินพุตที่วงจรสามารถทำงานได้ดินั้นถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำกัด โดยค่ากระแสไบอัสที่ตัวทรานซิสเตอร์ที่ประมาณเท่ากับ $12.89 \mu\text{A}$ กับค่ากระแสอิมิต์วที่ประมาณ $280 \mu\text{A}$ ในรูปที่ 4.10 แสดงค่าอัตราส่วนของกระแสกระเพื่อมที่เอาท์พุทต่อค่าเอาท์พุทกระแสไฟตรง (fractional ripple(p-p)) คำนวณได้จากสมการที่ (4.12)[1]

$$\text{Fractional ripple(p-p)} = \left(\frac{I_{R(\text{RMS})}}{I_{\text{DC}}} \right) \quad (4.12)$$

$$I_{R(\text{RMS})} = \left(\frac{I_{\text{MAX}} - I_{\text{MIN}}}{2 \cdot \sqrt{3}} \right) \quad (4.13)$$

เมื่อ $I_{R(\text{RMS})}$ เป็นค่าประสิทธิผลของกระแสกระเพื่อมที่เอาท์พุทของกระแสไฟตรงในสมการที่ (4.13)[1] โดยจำลองผลการทำงานของวงจรที่ความถี่อินพุท 500 kHz และ 1.5 MHz สังเกตได้ว่าที่ความถี่ของสัญญาณอินพุท 1.5 MHz จะมีผลของสัญญาณกระแสกระเพื่อมที่ต่ำกว่าที่ความถี่อินพุท 500 kHz ส่วนสัญญาณอินพุทที่ $280 \mu\text{A}$ วงจรจะเกิดการอิมิต์วของกระแสภายในวงจรจึงมีค่ากระแสกระเพื่อมที่สูงมาก

4.5 สรุปผลการจำลองการทำงาน

ในบทนี้ได้นำเสนอวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสที่ปราศจากการใช้ออปแอมป์ต่อรวมในวงจรเพื่อลดปัญหาค่าอุปกรณ์แพงและค่าออฟเซตภายในวงจรที่เกิดขึ้นจากผลของออปแอมป์เพื่อในไปใช้เป็นวงจรไบอัสกระแสพลวัตสำหรับวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ในบทที่ 5 ต่อไป

ตารางที่ 4.2 สรุปสมรรถนะของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสแบบด้านเดียว

แรงจ่ายแรงดัน	$V_{cc} = 3 \text{ V.}, V_{base} = 1.5 \text{ V.}$
กำลังงานสูญเสีย	195 μWatt
Input range	10 μA – 250 μA

บทที่ 5

วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์

สัญญาณแบบซึลลาบิก

5.1 บทนำ

ในบทนี้เสนอมวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซึลลาบิกอันดับที่สาม โดยทั่วไปเราสามารถออกแบบวงจรกรองแบบแอ็คทีฟอันดับสูง (มากกว่าอันดับสอง) ได้หลากหลายวิธีแต่วิธีที่นิยมใช้ในการออกแบบวงจรกรองอันดับสูงนั้นมีอยู่ด้วยกันสามวิธีคือ

- วิธีการคาสเคด (cascade)

วิธีนี้จะทำการคาสเคดวงจรกรองอันดับที่สองหรือวงจรกรองไบควอด (biquadratic filter) เข้าด้วยกันเพื่อสร้างวงจรกรองอันดับสูง ทั้งนี้วิธีการคาสเคดเป็นวิธีที่ได้รับความนิยมมากวิธีหนึ่งเนื่องจากสามารถออกแบบได้ง่ายและสามารถทำการปรับความถี่วงจรได้ง่ายด้วยการปรับพารามิเตอร์ของวงจรกรองไบควอดในแต่ละวงจร อย่างไรก็ตามข้อเสียของวิธีการคาสเคดก็คือวงจรจะมีความไว (sensitivity) ค่อนข้างสูงโดยเฉพาะในวงจรกรองอันดับสูงกว่าอันดับแปด

- วิธีการป้อนกลับหลายวงรอบ (multiple-loop feedback)

วิธีนี้ทำได้โดยการแยกฟังก์ชัน โคร่งข่าย (transfer function) ออกเป็นฟังก์ชันอันดับสองหลายๆฟังก์ชันเช่นเดียวกับวิธีการคาสเคด อย่างไรก็ตามวิธีจะมีการใช้การป้อนกลับระหว่างวงจรไบควอดเพื่อลดความไวของวงจรกรอง การป้อนกลับที่นิยมใช้ในวิธีนี้คือการป้อนกลับ IFLF (Inverse Follow-the-Leader Feedback)

- วิธีการจำลองแบบขั้นบันได (ladder simulation)

วิธีนี้จะใช้วงจรกรองพาสซีฟแบบขั้นบันไดเป็นวงจรต้นแบบในการออกแบบวงจรกรองอันดับสูง โดยสามารถแยกวิธีจำลองแบบขั้นบันไดนี้ออกเป็นสองวิธี คือ

- วิธีการแทนอุปกรณ์ (element substitution)

วิธีนี้จะใช้โครงข่ายวงจรจำลองค่าอิมพีแดนซ์ทั่วไป (General Impedance Network : GIN) ในการจำลองการทำงานของขดลวดเหนี่ยวนำในวงจรแบบพาสซีฟ

- วิธีการจำลองการดำเนินการ (operational simulation)

วิธีการนี้จะใช้วงจรแบบแอ็คทีฟในการจำลองการดำเนินการของวงจรกรองแบบพาสซีฟ

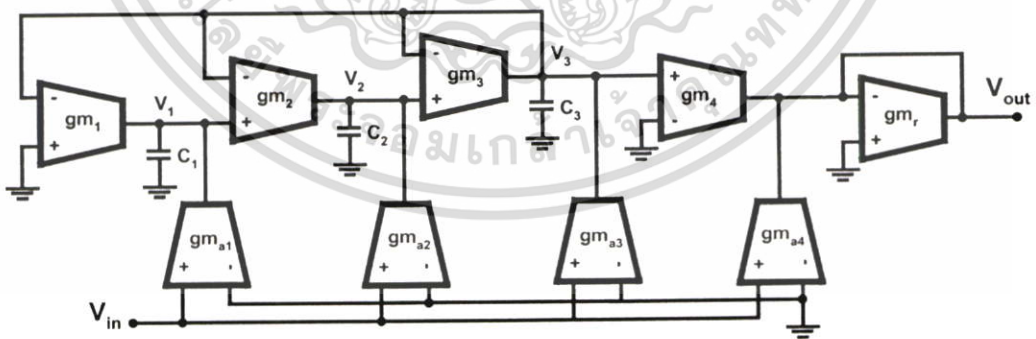
จากวิธีการออกแบบวงจรกรองอันดับสูงทั้งสามวิธีที่แสดงในข้างต้นนี้สรุปได้ว่าวงจรกรองที่ออกแบบด้วยวิธีการจำลองแบบขั้นบันไดจะมีความไวที่ต่ำมาก แต่ข้อเสียที่สำคัญก็คือวงจรที่ได้จะใช้อุปกรณ์จำนวนค่อนข้างมากเมื่อเทียบกับวิธีกาสเคดและวิธีป้อนกลับหลายวงรอบ หัวข้อที่ 5.2 กล่าวถึงคุณสมบัติของวงจรและวิธีการออกแบบวงจรกรองแบบเอลลิปติกอันดับที่สามด้วยการสังเคราะห์ห้วงจรต้นแบบจากวงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุ (Gm-C filter) และแสดงการวิเคราะห์ห้วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิลลาบิคอนอันดับที่สามจากวงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุต้นแบบ หัวข้อที่ 5.3 แสดงการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอลลิปติกอันดับที่สาม หัวข้อที่ 5.4 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอ โดยจำลองผลการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Cadence Spectre และสุดท้ายหัวข้อที่ 5.5 กล่าวถึงบทสรุป

5.2 คุณสมบัติของวงจรและการออกแบบ

5.2.1 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุ

จากบทนำในหัวข้อนี้ได้เลือกวิธีการออกแบบวงจรกรองแบบเอลลิปติกด้วยวิธีการป้อนกลับหลายวงรอบ โดยที่รูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันส่งผ่านวงจรกรองอันดับที่สาม สามารถแสดงดังสมการที่ (5.1) ดังนี้ [24]

$$H_d(s) = \frac{A_3s^3 + A_2s^2 + A_1s + A_0}{B_3s^3 + B_2s^2 + B_1s + 1} \quad (5.1)$$



รูปที่ 5.1 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับที่สาม

วงจรกรองที่นำมาเป็นวงจรต้นแบบคือวงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุที่ใช้วิธีการป้อนกลับหลายวงรอบซึ่งมีการป้อนกลับแบบ IFLF ร่วมด้วยกับการป้อนสัญญาณอินพุตไปยังโหนดของวงจร โดยผ่าน โครงข่ายทรานส์คอนดักแตนซ์อินพุต (Inverse follow the เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

leader feedback (IFLF) and Input Distribution) แสดงในรูปที่ 5.1 ฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรรอง แสดงในสมการที่ (5.2) ดังนี้

$$H(s) = \gamma \frac{\beta_4 \tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + (\beta_4 + \beta_3) \tau_1 \tau_2 s^2 + (\beta_4 + \beta_2) \tau_1 s + (\beta_4 + \beta_1)}{\tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + \tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1} \quad (5.2)$$

กำหนดให้

$$\tau_j = C_j / gm_j \quad (5.3)$$

$$\beta_j = gm_{w_j} / gm_j \quad (5.4)$$

$$\gamma = gm_4 / gm_r \quad (5.5)$$

เมื่อ $j = 1, 2, 3, \dots, n$ เปรียบเทียบสมการที่ (5.2) กับสมการที่ (5.1) และกำหนดให้ $\gamma = 1$ จะได้ค่าพารามิเตอร์ τ_j, β_j ใช้ในการออกแบบดังนี้

$$\tau_1 = B_1, \quad \tau_2 = B_2 / B_1, \quad \tau_3 = B_3 / B_2 \quad (5.3)$$

$$\beta_1 = A_0 - \beta_4, \quad \beta_2 = (A_1 / B_1) - \beta_4, \quad \beta_3 = (A_2 / B_2) - \beta_4, \quad \beta_4 = A_3 / B_3 \quad (5.4)$$

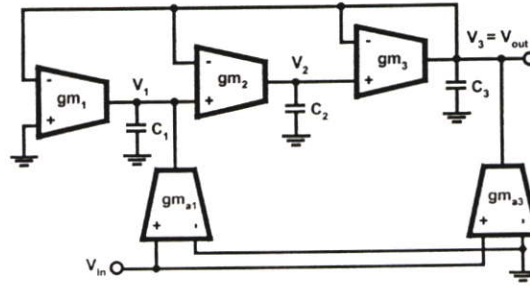
พิจารณาสมการที่ (5.1) ร่วมกับสมการที่ (5.2), (5.3), (5.4) สามารถนำมาออกแบบเป็นวงจรรองแบบเอลลิปติกได้ด้วยการกำหนดให้ $A_3 = A_1 = 0$ และจาก $\gamma = 1$ เป็นผลให้เอาท์พุทของวงจรรองเลื่อนมาอยู่ที่โหนด V_3 ($gm_4 = gm_r = 1, gm_{a_4} = 0$) จะได้

$$\gamma = 1, \quad \beta_1 = A_0, \quad \beta_2 = 0, \quad \beta_3 = A_2 / B_2, \quad \beta_4 = 0 \quad (5.5)$$

แทนสมการที่ (5.5) ในสมการที่ (5.2) จะได้

$$H(s) = \frac{\beta_3 \tau_1 \tau_2 s^2 + \beta_1}{\tau_1 \tau_2 \tau_3 s^3 + \tau_1 \tau_2 s^2 + \tau_1 s + 1} \quad (5.6)$$

เอกสารจากสมการที่ (5.3) และ (5.4) สามารถสังเคราะห์วงจรรองต้นแบบได้แสดงในรูปที่ 5.2
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 วงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุแบบเอลลิปติกอันดับที่สาม

5.2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิกอันดับที่สาม

พิจารณาการออกแบบวงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุ วงจรต้นแบบในรูปที่ 5.2 เขียนในรูปแบบของสมการ KCL's ได้ดังนี้

$$C_1 \dot{V}_1 = -gm_1 V_3 + gm_{a1} V_{in} \quad (5.7)$$

$$C_2 \dot{V}_2 = gm_2 (V_1 - V_3) \quad (5.8)$$

$$C_3 \dot{V}_3 = gm_3 (V_2 - V_3) + gm_{a3} V_{in} \quad (5.9)$$

สำหรับวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิกกำหนดให้สัญญาณที่โหนดถูกปรับแต่งตัวแปรสถานะ (state variables) คือ \hat{V}_1 , \hat{V}_2 และ \hat{V}_3 มีค่าดังสมการที่ (5.10) และได้แสดงการวิเคราะห์ในภาคผนวก ง.

$$\hat{V}_1 = gV_1, \quad \hat{V}_2 = gV_2, \quad \hat{V}_3 = gV_3 \quad (5.10)$$

เมื่อ $g(t)$ เป็นปริมาณที่มีการเปลี่ยนแปลงกับเวลา (time-varying) จากสมการที่ (5.7)-(5.9) สามารถแสดงสมการของวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิก โดยการหาอนุพันธ์ในสมการที่ (5.10) ได้ดังนี้

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_1 = g \dot{V}_1 + V_1 \dot{g} \quad (5.11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_2 = g \dot{V}_2 + V_2 \dot{g} \quad (5.12)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_3 = g \dot{V}_3 + V_3 \dot{g} \quad (5.13)$$

เมื่อ $\dot{g}(t)$ คืออนุพันธ์ของ $g(t)$ เทียบกับเวลา แทนสมการที่ (5.7)-(5.10) ในสมการที่ (15.11)-(5.13) จะได้

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_1 = g \left(-\frac{gm_1}{C_1} \frac{\hat{V}_3}{g} + \frac{gm_{a1}}{C_1} V_m \right) + \left(\frac{\hat{V}_1}{g} \right) \dot{g} \quad (5.14)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_2 = g \left(\frac{gm_2}{C_2} \left(\frac{\hat{V}_1}{g} - \frac{\hat{V}_3}{g} \right) \right) + \left(\frac{\hat{V}_2}{g} \right) \dot{g} \quad (5.15)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_3 = g \left(\frac{gm_3}{C_3} \left(\frac{\hat{V}_2}{g} - \frac{\hat{V}_3}{g} \right) + \frac{gm_{a3}}{C_3} V_m \right) + \left(\frac{\hat{V}_3}{g} \right) \dot{g} \quad (5.16)$$

จากสมการที่ (5.14)-(5.16) แสดงในรูปแบบอย่างง่ายดังนี้

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_1 = -\frac{gm_1}{C_1} \hat{V}_3 + \frac{gm_{a1}}{C_1} g V_m + \frac{\hat{V}_1}{g} \dot{g} \quad (5.17)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_2 = \frac{gm_2}{C_2} (\hat{V}_1 - \hat{V}_3) + \frac{\hat{V}_2}{g} \dot{g} \quad (5.18)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{V}_3 = \frac{gm_3}{C_3} \hat{V}_2 + \left(-\frac{gm_3}{C_3} + \frac{\hat{V}_3}{g} \right) \dot{g} + \frac{gm_{a3}}{C_3} g V_m \quad (5.19)$$

จากสมการที่ (5.17)-(5.19) สามารถส่งผ่าน (transform) เป็นฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ ได้ดังแสดงต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) &= -\frac{I_{01}}{C_1 V_T} \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) + \frac{I_{0a1}}{C_1 V_T} \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) + \frac{I_0}{C_1 V_T} \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \\ &\quad - \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + \frac{I_0}{C_1 V_T}\right) \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) &= \frac{I_{02}}{C_2 V_T} \left[\tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) - \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) \right] + \frac{I_0}{C_2 V_T} \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) \\ &\quad - \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + \frac{I_0}{C_2 V_T}\right) \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) \end{aligned} \quad (5.21)$$

$$\frac{d}{dt} \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) = \frac{I_{03}}{C_3 V_T} \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) - \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + \frac{I_{03}}{C_3 V_T}\right) \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) + \frac{I_{0a3}}{C_3 V_T} \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (5.22)$$

เมื่อกำหนดให้ $g = I_Z = nI_{env}$ และทำการกำจัดเทอม $\dot{g}/g = \dot{I}_Z/I_Z$ เพื่อรักษาความเป็นเชิงเส้นของวงจรกรองไว้ จากนั้นหาอนุพันธ์ของสมการที่ (5.20)-(5.22) จากสมการอนุพันธ์ของฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์สมการที่ (3.13) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \frac{1}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \frac{d}{dt} V_1 &= -\frac{I_{01}}{C_1 V_T} \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) + \frac{I_{0a1}}{C_1 V_T} \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) + \frac{I_0}{C_1 V_T} \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \\ &\quad - \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + \frac{I_0}{C_1 V_T}\right) \tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) \end{aligned} \quad (5.23)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) \frac{d}{dt} V_2 &= \frac{I_{02}}{C_2 V_T} \left[\tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) - \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) \right] + \frac{I_0}{C_2 V_T} \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) \\ &\quad - \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + \frac{I_0}{C_2 V_T}\right) \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) \end{aligned} \quad (5.24)$$

$$\frac{1}{2V_T} \operatorname{sech}^2\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) \frac{d}{dt} V_3 = \frac{I_{03}}{C_3 V_T} \tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right) - \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + \frac{I_{03}}{C_3 V_T}\right) \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) + \frac{I_{0a3}}{C_3 V_T} \tanh\left(\frac{V_{in}}{2V_T}\right) \quad (5.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (5.23)-(5.25) จัดสมการใหม่ได้ดังนี้

$$C_1 \dot{V}_1 = -2I_{01} \cosh^2 \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) \tanh \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) + 2I_{0a1} \cosh^2 \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) \tanh \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right) + 2I_0 \cosh^2 \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) \tanh \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) - 2 \left(C_1 V_T \frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + I_0 \right) \tanh \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) \quad (5.26)$$

$$C_2 \dot{V}_2 = 2I_{02} \cosh^2 \left(\frac{V_2}{2V_T} \right) \left[\tanh \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) - \tanh \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) \right] + 2I_0 \cosh^2 \left(\frac{V_2}{2V_T} \right) \tanh \left(\frac{V_2}{2V_T} \right) - 2 \left(C_2 V_T \frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + I_0 \right) \cosh^2 \left(\frac{V_2}{2V_T} \right) \tanh \left(\frac{V_2}{2V_T} \right) \quad (5.27)$$

$$C_3 \dot{V}_3 = 2I_{03} \cosh^2 \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) \tanh \left(\frac{V_2}{2V_T} \right) - 2 \left(C_3 V_T \frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + I_{03} \right) \cosh^2 \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) \tanh \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) + 2I_{0a3} \cosh^2 \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) \tanh \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right) \quad (5.28)$$

จากสมการเอกลักษณะตรีโกณในสมการที่ (3.16) และ (3.17) แทนลงในสมการที่ (5.26) และ (5.27) จะได้

$$C_1 \dot{V}_1 = I_{01} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_1}{V_T} \right) \right) \tanh \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right) - I_{0a1} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_1}{V_T} \right) \right) \tanh \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) + I_0 \sinh \left(\frac{V_1}{V_T} \right) - \left(C_1 V_T \frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + I_0 \right) \sinh \left(\frac{V_1}{V_T} \right) \quad (5.29)$$

$$C_2 \dot{V}_2 = I_{02} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_2}{V_T} \right) \right) \left(\tanh \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) - \tanh \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) \right) + I_0 \sinh \left(\frac{V_2}{V_T} \right) - \left(C_2 V_T \frac{\dot{I}_Z}{I_Z} + I_0 \right) \sinh \left(\frac{V_2}{V_T} \right) \quad (5.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
C_3 \dot{V}_3 = & I_{03} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_3}{V_T} \right) \right) \tanh \left(\frac{V_2}{2V_T} \right) - \left(I_{03} + C_3 V_T \frac{\dot{I}_Z}{I_Z} \right) \sinh \left(\frac{V_3}{V_T} \right) \\
& + I_{0a3} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_3}{V_T} \right) \right) \tanh \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right)
\end{aligned} \tag{5.31}$$

จากสมการที่ (5.29)-(5.31) จัดสมการเพื่อให้ง่ายต่อการนำไปออกแบบกับวงจรไฮเพอร์ลิกโคไซน์ และวงจรไฮเพอร์ลิกโคไซน์จากภาคผนวก ข. ด้วยรูปที่ ข. 1 รูปที่ ข.2 และรูปที่ ข.3 ตามลำดับ ได้สมการดังนี้

$$\begin{aligned}
C_1 \dot{V}_1 = & 2I_{01} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_1}{V_T} \right) \right) \tanh \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right) - 2I_{0a1} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_1}{V_T} \right) \right) \tanh \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) + 2I_0 \sinh \left(\frac{V_1}{V_T} \right) \\
& - 2 \left(\frac{C_1 V_T \dot{I}_Z}{2 I_Z} + I_0 \right) \sinh \left(\frac{V_1}{V_T} \right)
\end{aligned} \tag{5.32}$$

$$\begin{aligned}
C_2 \dot{V}_2 = & 2I_{02} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_2}{V_T} \right) \right) \left(\tanh \left(\frac{V_1}{2V_T} \right) - \tanh \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) \right) + 2I_0 \sinh \left(\frac{V_2}{V_T} \right) \\
& - 2 \left(\frac{C_2 V_T \dot{I}_Z}{2 I_Z} + I_0 \right) \sinh \left(\frac{V_2}{V_T} \right)
\end{aligned} \tag{5.33}$$

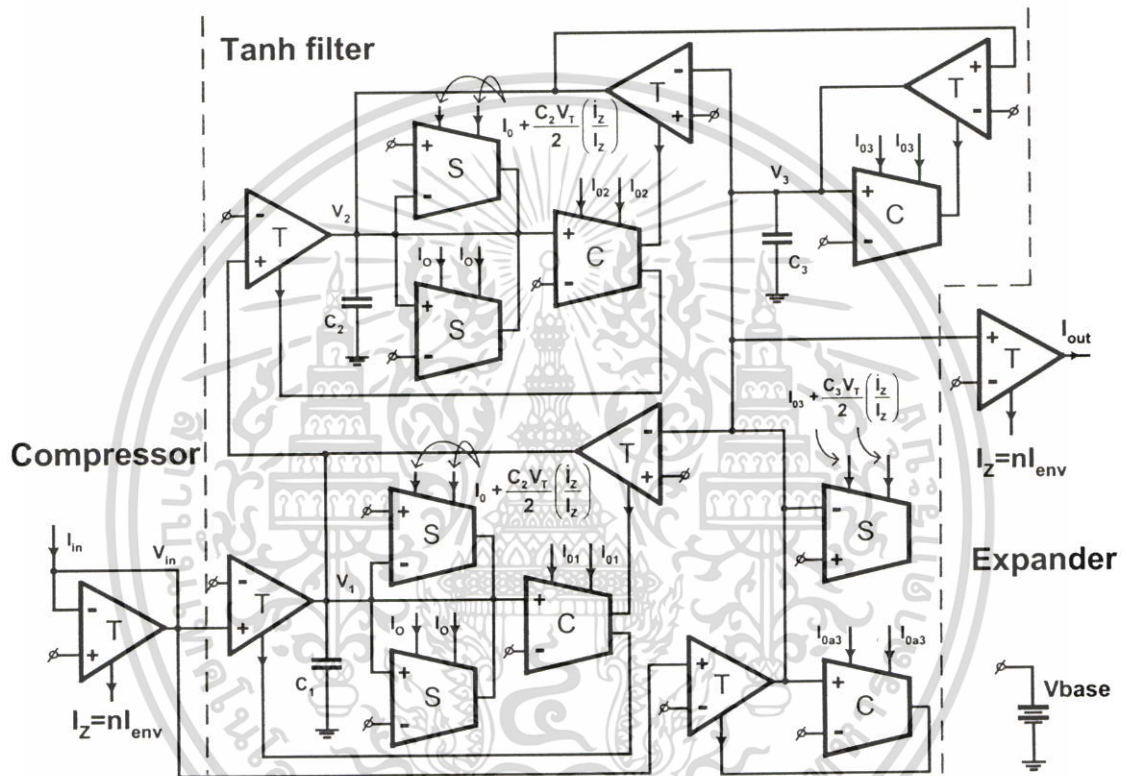
$$\begin{aligned}
C_3 \dot{V}_3 = & 2I_{03} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_3}{V_T} \right) \right) \tanh \left(\frac{V_2}{2V_T} \right) - 2 \left(I_{03} + \frac{C_3 V_T \dot{I}_Z}{2 I_Z} \right) \sinh \left(\frac{V_3}{V_T} \right) \\
& + 2I_{0a3} \left(1 + \cosh \left(\frac{V_3}{V_T} \right) \right) \tanh \left(\frac{V_{in}}{2V_T} \right)
\end{aligned} \tag{5.34}$$

$$I_{out} = I_Z \tanh \left(\frac{V_3}{2V_T} \right) \tag{5.35}$$

$$V_{in} = 2V_T \tanh^{-1} \left(\frac{I_m}{I_Z} \right) \tag{5.36}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการด้านบนสามารถนำไปสังเคราะห์เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอลลิปติกไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่สามที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิกแสดงในรูปที่ 5.3 โดยที่วงจรกรองในรูปที่ 5.3 ต้องรักษาความเป็นเชิงเส้นของวงจรกรองไว้ดังเดิมจึงจำเป็นต้องเพิ่มวงจรกำเนิดสัญญาณกระแสชดเชย $\left[I_0 + \frac{C_1 V_T}{2} \left(\dot{i}_z / I_z \right), I_0 + \frac{C_2 V_T}{2} \left(\dot{i}_z / I_z \right), I_{03} + \frac{C_3 V_T}{2} \left(\dot{i}_z / I_z \right) \right]$ ให้แสดงการวิเคราะห์ในภาคผนวก จ. โดยนำวงจรกำเนิดสัญญาณกระแสชดเชยในรูปที่ จ.2 ต่อร่วมกับวงจรในรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่สามที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิกอันดับที่สาม

5.3 วงจรกรองไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่สามที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิก

ในหัวข้อนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอลลิปติกอันดับที่สามโดยข้อกำหนดคุณสมบัติที่ใช้ในการออกแบบระบุไว้ในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ข้อกำหนดคุณสมบัติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอลิปติกอันดับที่สาม

ความถี่คัทออฟ (Cutoff frequency)	1 MHz
ความถี่ผ่านอัตราขยายสัญญาณกระเพื่อมสูงสุด(Max. Passband Ripple)	0.1 dB
ความถี่หยุดอัตราลดทอนสัญญาณกระเพื่อมต่ำสุด(Min. Stopband attenuation)	11 dB
อัตราส่วนของความถี่หยุดต่อความถี่ผ่าน (ω_s/ω_p)	1.4

จากสมการที่ (5.6) ทำการเปิดตารางการออกแบบวงจรกรอง[25] ด้วยข้อกำหนดจากตารางที่ 5.1 จะได้ฟังก์ชันส่งผ่านดังนี้

$$T_n(s) = \frac{(0.41431s^2 + 1)}{(0.444125s^3 + 0.87101s^2 + 1.02151s + 1)} \quad (5.37)$$

จากสมการที่ (5.1) และ (5.3) หาค่าคงตัวเวลา (time constant) จากสมการที่ (5.37) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \tau_1 = B_1 &= 1.02151 \\ \tau_2 = B_2/B_1 &= (0.87101/1.02151) = 0.85267 \\ \tau_3 = B_3/B_2 &= (0.444125/0.87101) = 0.50989 \end{aligned} \quad (5.38)$$

จากวงจรกรองในรูปที่ 5.3 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของวงจรกรองมีค่าดังนี้

$$gm_j = 2I_{0j}/V_T \quad (5.39)$$

กำหนดให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ที่ใช้ในการออกแบบดังนี้

$$gm_1 = gm_2 = gm_3 = 384.62 \mu S \quad (5.40)$$

จากสมการที่ (5.4) และ (5.40) คำนวณหาค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ gm_{a1} และ gm_{a3} จากสมการที่ (5.5) โดยเทียบพารามิเตอร์กับสมการที่ (5.1) จะได้

$$gm_{a1} = \beta_1 \cdot gm_1 = A_0 \cdot gm_1 = gm_1 = 384.62 \mu S$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{m_{a3}} = \beta_3 \cdot g_{m_3} = \frac{A_2}{B_2} \cdot g_{m_3} = \left(\frac{0.41431}{0.87101} \right) \cdot 384.62 \mu S = 182.95 \mu S \quad (5.41)$$

จากสมการที่ (5.39) , (5.40) และ (5.41) คำนวณหาค่ากระแสไบอัสของวงจรรูปที่ 5.3 ได้ดังนี้

$$I_{01} = I_{02} = I_{03} = I_{0a1} = 5 \mu A \quad , \quad I_{0a3} = 2.5 \mu A \quad (5.42)$$

จากนั้นทำการคืนออร์มาไลซ์ความถี่ (frequency denormalization) ด้วยการเปลี่ยนค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุจาก สมการดังนี้

$$Z_C(s) = Z_{nC}(s/\omega_p) = \frac{1}{s(C/\omega_p)} \quad (5.43)$$

เมื่อ $\omega_p = 2\pi f_p$ คือ ค่าความถี่คืนออร์มาไลซ์ความถี่ จากสมการที่ (5.3) และ (5.43) ได้ฟังก์ชันของค่าตัวเก็บประจุ ดังนี้

$$C_f = \frac{g_{m_j} r_f}{\omega_p} \quad (5.44)$$

แทนค่าสมการที่ (5.38) , (5.40) และ (5.41) ในสมการที่ (5.44) เพื่อหาค่าของตัวเก็บประจุที่ใช้ในการสังเคราะห์วงจร ได้ดังนี้

$$C_1 = 62.53 pF \approx 60 pF \quad , \quad C_2 = 52.19 pF \approx 50 pF \quad , \quad C_3 = 31.21 pF \approx 32 pF \quad (5.45)$$

5.4 ผลการจำลองการทำงาน

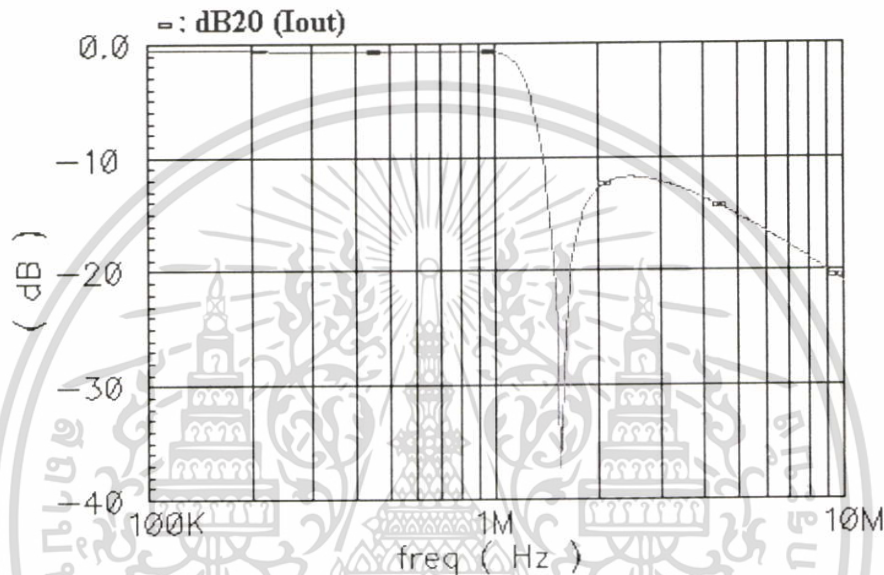
วงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบเฮลลิปติกไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่สามที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิคแสดงในรูปที่ 5.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรม Cadence Spectre ด้วยการใช้เทคโนโลยี BiCMOS ขนาด 0.8 ไมครอนและค่าของพารามิเตอร์ในวงจรรองในรูปที่ 5.3 กำหนดดังนี้ $I_0=I_{01}=I_{02}=I_{03}=I_{0a1} = 5 \mu A$, $I_{0a3} = 2.5 \mu A$, $C_1=60 pF$, $C_2=50 pF$, $C_3=32 pF$, $V_{CC} = 3 V$ และ $V_{base} = 1.5 V$

จากรูปที่ 5.4 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรรองในรูปที่ 5.3

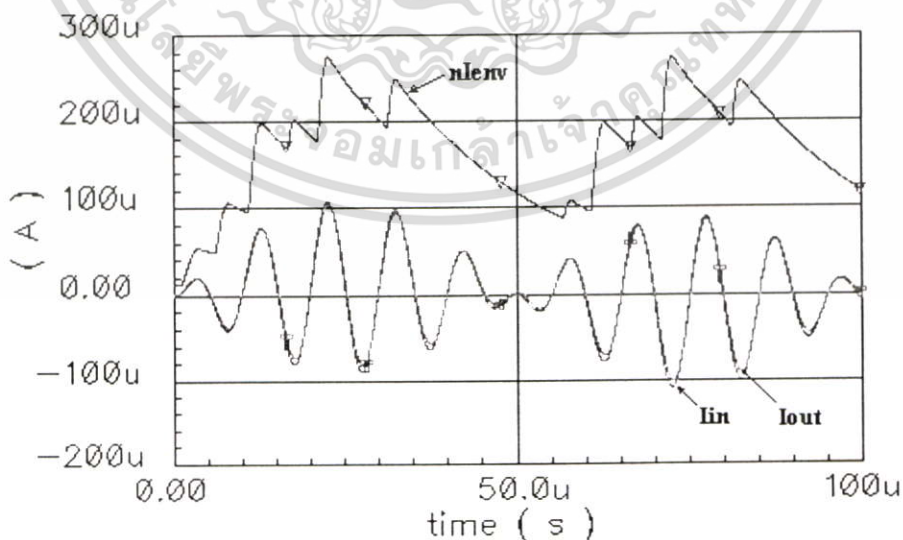
โดยความถี่คัทออฟประมาณ 1 MHz ส่วนความถี่ผ่านมีอัตราขยายสัญญาณกระเพื่อมสูงสุดต่ำกว่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

0.1 dB และความถี่หยุดอัตราลดทอนสัญญาณกระเพื่อมต่ำสุดประมาณ 12 dB ซึ่งอยู่ในข้อกำหนดคุณสมบัติการออกแบบในตารางที่ 5.1

จากรูปที่ 5.5 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางเวลาของวงจรกรองในรูปที่ 5.3 เมื่ออัตราขยายกระแสของวงจรกรองประมาณหนึ่งเป็นผลในขนาดของกระแสอินพุตและเอาต์พุตใกล้เคียงกันดังแสดงในรูป ส่วนค่ากระแสไบอัสแบบพลวัต (dynamic bias current) nI_{env} ($n=2.5$) มีค่าเป็น 2.5 เท่าของกระแสอินพุตของวงจรกรองจากที่ได้นำเสนอผ่านมาแล้วในบทที่ 4

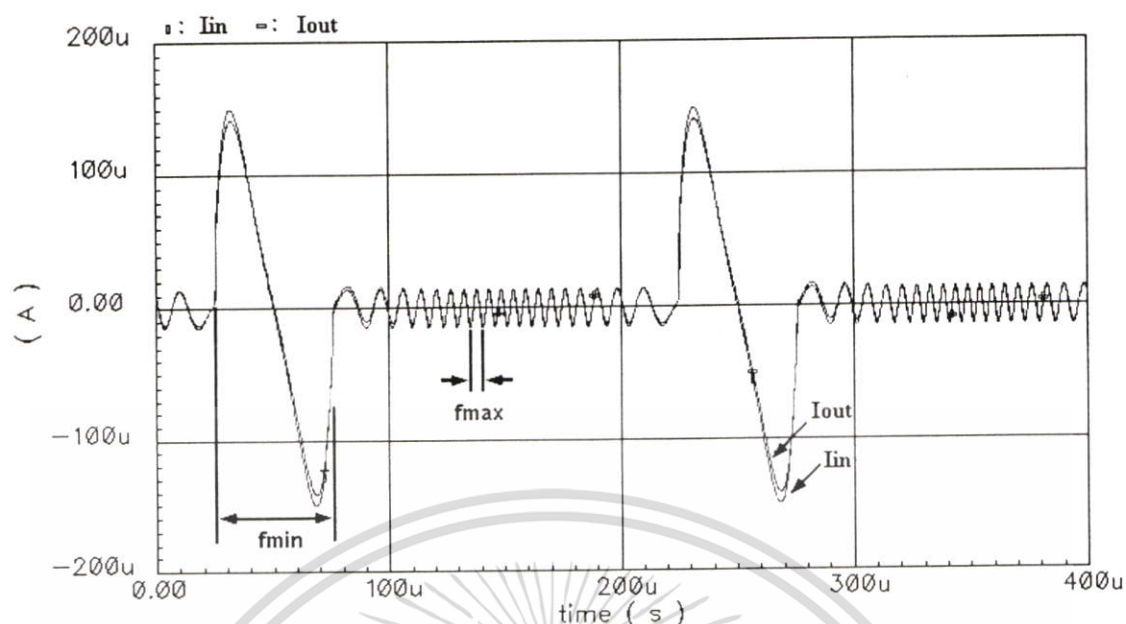


รูปที่ 5.4 ผลการจำลองผลตอบสนองทางความถี่



รูปที่ 5.5 ผลการจำลองผลตอบสนองทางเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

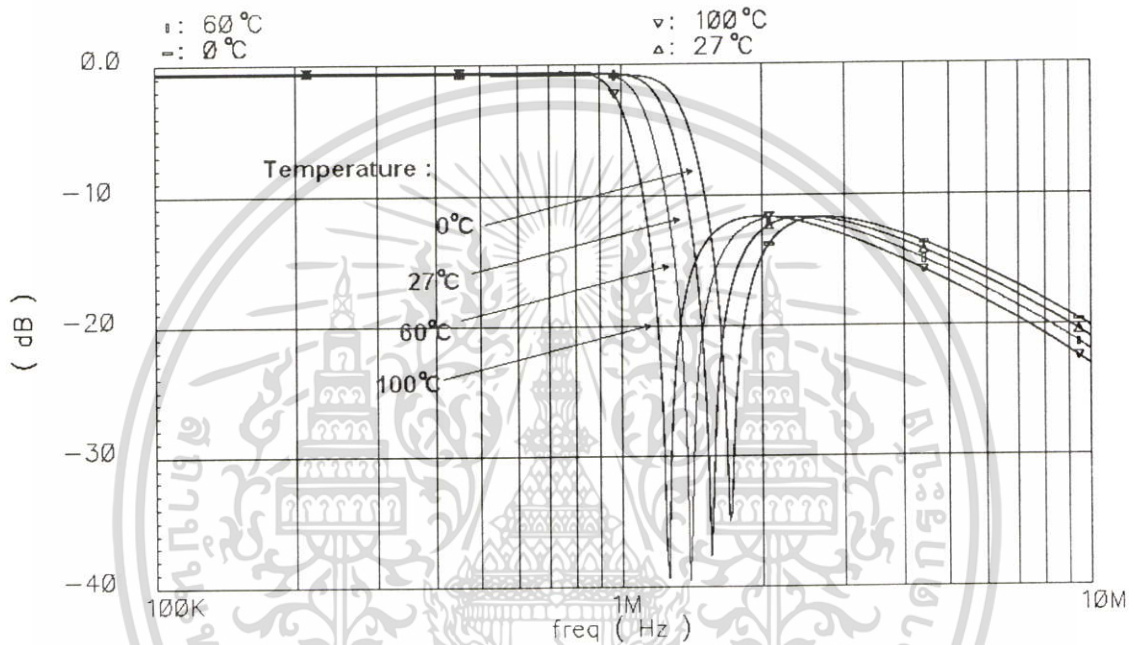


รูปที่ 5.6 ผลการจำลองการตอบสนองทางเวลาของวงจรกรอง โดยการเปลี่ยนแปลงขนาดและความถี่ของสัญญาณอินพุต

จากรูปที่ 5.6 แสดงผลการจำลองผลตอบสนองทางเวลาของวงจรกรองในรูปที่ 5.3 โดยการจำลองให้สัญญาณอินพุตมีการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดและความถี่เพื่อสังเกตผลตอบสนองของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองว่ายังคงรักษาความความเป็นเชิงเส้นไว้ได้หรือไม่ รูปที่ 5.6 แสดงผลการจำลองด้วยการปรับเปลี่ยนขนาดของสัญญาณอินพุตมากที่สุด (A_{max}) คือ $150 \mu\text{A}$ และขนาดของสัญญาณอินพุตต่ำสุด (A_{min}) คือ $15 \mu\text{A}$ โดยปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณอินพุตมากที่สุด (f_{max}) คือ 200 kHz และความถี่ของสัญญาณอินพุตต่ำสุด (f_{min}) คือ 20 kHz สังเกตได้ว่าสัญญาณเอาต์พุตยังคงเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้นกับสัญญาณอินพุตที่มีการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดและความถี่ เมื่อพิจารณาขนาดของสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองควรมีขนาดเท่ากันจากสมการฟังก์ชันส่งผ่านที่ใช้ออกแบบวงจรกรองสมการที่ (5.37) แต่จากการจำลองการทำงานวงจรกรองในรูปที่ 5.6 สังเกตได้ว่าขนาดสัญญาณเอาต์พุตมีขนาดน้อยกว่าสัญญาณอินพุตที่ขนาดกระแสอินพุตมากที่สุด เนื่องมาจากค่าอัตราขยายกระแส (β) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มีค่าจำกัด จึงเกิดการสูญเสียในรูปกระแสเบสภายในวงจรกรองนั่นเอง

ส่วนข้อควรพิจารณาสำหรับการออกแบบวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนดแบบซัลลาบิกนั้นต้องพิจารณาว่าจะนำไปประยุกต์ใช้กับงานประเภทใด ความถี่คัทออฟควรมีค่าเท่าใด เพื่อจะนำไปกำหนดค่าคงที่ทางเวลาของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแส (time constant : $\tau_{env} = 2\pi/\omega_c$ จากสมการที่ (4.10)) ให้เหมาะสมกับการใช้งานของวงจรกรองเทคนิคการคอมแพนดแบบซัลลาบิก มิฉะนั้นอาจเกิดความผิดเพี้ยนกับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรอง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากกระแสไบอัสของวงจรรองผิดพลาดเนื่องจากวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสไม่สามารถตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณอินพุตได้ทันเวลา (กรณีนี้คือค่าคงที่ทางเวลาของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสมีค่ามากจนเกินไป) ดังนั้นแก้ไขด้วยการลดค่าคงที่ทางเวลาของ วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณให้น้อยลง [52] ร่วมกับการใช้วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสแบบอินพุตแตกต่างดังแสดงในรูปที่ 4.6 ซึ่งเป็นข้อเสียของวงจรรองที่ใช้เทคนิคการคอมแพนด์แบบซิลลาบิกที่มีความยุ่งยากในการออกแบบ

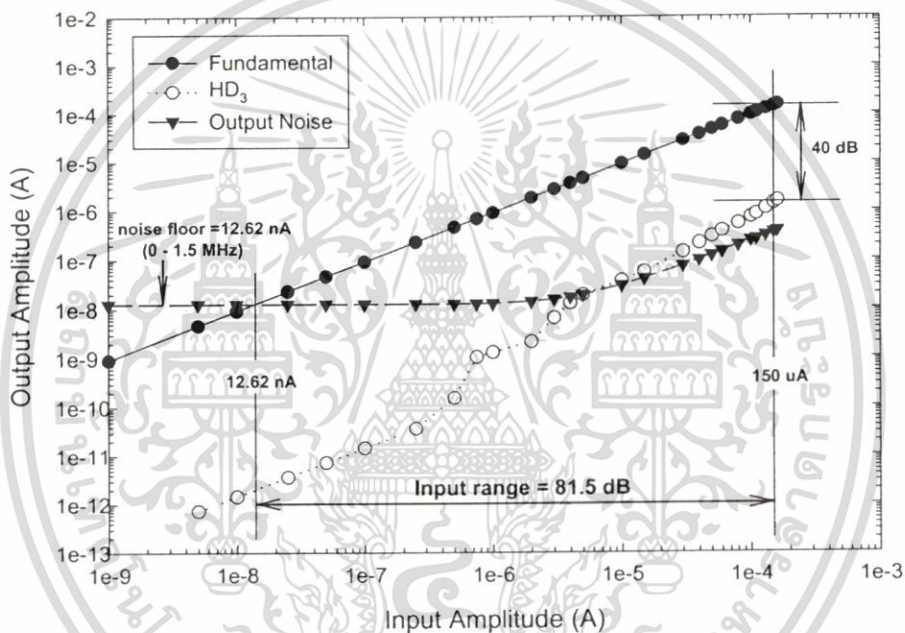


รูปที่ 5.7 ผลการจำลองการเลื่อนออกของความถี่ทอพออันเนื่องจากผลกระทบของอุณหภูมิ

ข้อด้อยที่สำคัญประการหนึ่งของวงจรรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ก็คือ ความถี่ทอพอของวงจรรองมีความสัมพันธ์กับกระแสไบอัสของวงจรและผลกระทบของอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป จากสมการที่ (3.21) แสดงความสัมพันธ์ของความถี่ทอพอของวงจรรองซึ่งเป็นฟังก์ชันของ I_0/CV_T โดยที่เป็นสัดส่วนกลับกับค่าของอุณหภูมิคือ $V_T = kT/q$ เมื่อ k คือ ค่าคงตัวโบลต์ซมันน์, T คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ และ q คือ ค่าประจุของอิเล็กตรอน ($q = 1.6021892 \cdot 10^{-19}$ C) จากรูปที่ 5.7 แสดงผลการจำลองทางความถี่ของวงจรรองเมื่อความถี่ทอพอถูกทำให้เลื่อนอันเนื่องมาผลกระทบของอุณหภูมิ เมื่อทราบแล้วว่าความถี่ทอพอของวงจรรองเป็นสัดส่วนกลับกับค่าอุณหภูมิ ดังนั้นปัญหาของการเลื่อนออกของความถี่ทอพอสามารถแก้ไขให้บรรเทาลงได้ด้วยการใช้วงจรแหล่งจ่ายกระแสไบอัสที่เป็นสัดส่วนกับค่าสัมบูรณ์อุณหภูมิ (Proportional to Absolute Temperature : PTAT) เพื่อชดเชยผลกระทบของอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของศูนย์วิจัยเทคโนโลยีการเกษตรและอาหาร มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากท่านใดต้องการนำเอกสารนี้ไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยการแสดงจำลองการวัดค่าฮาร์โมนิกที่สามและความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนเอาต์พุต (output noise spectral density) ทำการคำนวณจากความถี่ 0-1.5 MHz จากการป้อนสัญญาณกระแสอินพุตที่มีความถี่ 400 kHz ในการจำลองการทำงานนี้ยังแสดงค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองอีกด้วย โดยช่วงของอินพุตพิสัยพลวัตเริ่มพิจารณาจากขนาดของสัญญาณเอาต์พุตประมาณเท่ากับขนาดสัญญาณรบกวนที่ขนาดกระแสอินพุต 12.62 nA. แล้วปรับขนาดของสัญญาณกระแสอินพุตจนกระทั่งค่าของฮาร์โมนิกที่สามมีขนาดแตกต่างจากขนาดของสัญญาณกระแสที่เอาต์พุต 40 dB. ที่ขนาดกระแสอินพุต 150 μ A จะได้ค่าอินพุตพิสัยพลวัตสูงสุดของวงจรกรองเท่ากับ 81.5 dB. ดังแสดงในรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 ผลการจำลองการวัดความเป็นเชิงเส้นของวงจรกรอง

5.5 สรุปผลการจำลองการทำงาน

ในบทนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเฮลลิปติกไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่สามที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซีสตาบิก ด้วยการสังเคราะห์โดยใช้วงจรกรองแบบทรานส์คอนคักแดนซ์-ตัวเก็บประจุ (Gm-C filter) เป็นวงจรต้นแบบ ในการสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเฮลลิปติกไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่สามที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซีสตาบิก ประกอบด้วยวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสเพื่อใช้เป็นวงจรไบอัสกระแสพลวัต (dynamic biasing) ต่อกับวงจรฟังกชันส่งผ่านความนำ (transconductance) ไม่เป็นเชิงเส้นคือ วงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ วงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ และวงจรไฮเพอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โบลิกไซน์ ผลการจำลองการทำงานของวงจรกรองสามารถให้ช่วงของอินพุตพิสัยพลวัตสูงสุดเท่ากับ 81.5 dB. และพลังงานสูญเสียของวงจรเท่ากับ 2.4 mW. สุดท้ายได้สรุปเปรียบเทียบผลของกำลังงานสูญเสีย แบนด์วิดท์ ค่าพิสัยพลวัตและแสดงค่านอร์แมลไลซ์กำลังงานสูญเสีย (normalized power dissipation) [18] ในสมการที่ (5.46) ของวงจรกรองแบบแอ็คทีฟที่ได้นำเสนอผ่านมาก่อนหน้านี้แสดงในตารางที่ 5.2

$$\text{Power per pole and } f_{-3\text{dB}}[\text{J}] = \frac{\text{Power cons.}}{\text{Order} * \text{Cut-off freq.}} \quad (5.46)$$

ค่าพิสัยพลวัตที่แสดงในตารางที่ 5.2 ได้ถูกกำหนดด้วยค่าของขนาดสัญญาณอินพุตที่ยังคงความเป็นเชิงเส้นของสัญญาณเอาต์พุตอยู่ ($\text{THD} \leq 40 \text{ dB}$ และ $\text{S/N} > 0 \text{ dB}$) จากตารางที่ 5.2 ผลการจำลองการทำงานที่ได้จากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ แสดงค่านอร์แมลไลซ์กำลังงานสูญเสียเท่ากับ $800\text{E-}12 \text{ J}$. [40]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.2 สรุปเปรียบเทียบผลของกำลังงานสูญเสีย แบนด์วิดท์ ค่าพิสัยพลวัตและค่าอินเทอร์เมตไลซ์กำลังงานสูญเสียของจรรองแบบแอ็คทีฟ

Process	Type of filter	Supply [V]	Power cons.	Cut-off freq. (f_{-3dB})	Order	Power per pole and f_{-3dB} [J]	DR [dB]	Ref.
BiCMOS	Log-domain (Instantaneously-companding)	1.2	23.0 μ W ⁽¹⁾	320 kHz	3	24.0E-12	57	[26]
			59.0 μ W ⁽²⁾	950 kHz	3	20.7E-12	52	
BiCMOS	Gm-C	3.0	11.5 mW	30 MHz	2	191.7E-12	60.5	[27]
Bipolar	Gm-C	2.5	2.5 mW	192 kHz	3	4.3E-9	69	[28]
Bipolar	Log-domain (Instantaneously-companding)	1.3	6.0 μ W	8 kHz	2	375.0E-12	57	[29]
CMOS	Gm-C	3.0	12.6 μ W	945 Hz	3	4.4E-9	63	[30]
Bipolar	Gm-C	1.0	100 μ W	9 kHz	5	2.2E-9	56	[31]
CMOS	Gm-C	1.0	10.5 μ W	100 kHz	5	21.0E-12	68	[32]
CMOS	Gm-C	2.5	40 μ W	70 kHz	2	285.7E-12	75	[33]
BiCMOS	Class-AB Log-domain (Instantaneously-companding)	1.2	65 μ W ⁽³⁾	320 kHz	3	67.7E-12	65	[12]
			170 μ W ⁽⁴⁾			177.1E-12		
CMOS	Gm-C	1.5	375 μ W	525 kHz	5	142.9E-12	67	[34]
Bipolar	Class-AB Log-domain (Instantaneously-companding)	1.2	6.5 mW ⁽³⁾	30 MHz	3	72.2E-12	62.5	[35]
			6.5 mW ⁽³⁾	100 MHz	3	21.7E-12	50	

¹⁾ กระแสไบอัส 1 μ A. ²⁾ กระแสไบอัส 3 μ A. ³⁾ เงื่อนไขเริ่มต้นการทำงาน ⁴⁾ อินพุตมีขนาดสูงสุด

ตารางที่ 5.2 (ต่อ) สรุปเปรียบเทียบผลของกำลังงานสูญเสีย แบนด์วิดท์ ค่าพิสัยพลวัตและค่านอร์แมลไลซ์กำลังงานสูญเสียของจรรองแบบแอ็คทีฟ

Process	Type of filter	Supply [V]	Power cons.	Cut-off freq. (f_{-3dB})	Order	Power per pole and f_{-3dB} [J]	DR [dB]	Ref.
BiCMOS	Log-domain (Instantaneously-companding)	1.2	23 μ W	320 kHz	3	24.0E-12	57	[36]
BiCMOS	Gm-C	2.5	13 mW	600 kHz	7	3095.0E-12	77	[37]
CMOS	Active-RC	5	580 μ W	40 MHz	2	7.25E-12	41.3	[38]
BiCMOS	Pseudo-differential Log-domain (Syllabically-companding using dynamic biasing)	2.5	21.6 mW ⁽⁴⁾	930 kHz	3	9350 E-12	112	[39]
BiCMOS	Tanh-domain (Syllabically-companding)	3.0	2.4 mW ⁽³⁾	1 MHz	3	800E-12	81.5	This work [40]

¹⁾ กระแสไบอัส 1 μ A. ²⁾ กระแสไบอัส 3 μ A. ³⁾ เร็วขึ้นเริ่มต้นการทำงาน ⁴⁾ อินพุตมีขนาดสูงสุด

บทที่ 6

บทสรุป

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ ได้นำเสนอการใช้เทคนิคการคอมแพนด์เพื่อช่วยเพิ่มสมรรถนะคือ ค่าพิสัยพลวัตของวงจรกรองไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ให้มีค่ามากขึ้น โดยที่ค่ากำลังงานสูญเสียภายในวงจรไม่สูงมากจนเกินความจำเป็นได้ถูกพิสูจน์ด้วยการจำลองการทำงานไว้ในวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งแตกต่างจากวงจรกรองแบบ RC และวงจรกรองแบบแอ็คทีฟอื่นๆคือ เมื่อต้องการเพิ่มค่าพิสัยพลวัตให้กับวงจรกรองกำลังงานสูญเสียภายในวงจรจะเพิ่มสูงขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นต่อกันอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 2

บทที่ 3 แสดงการวิเคราะห์และการสังเคราะห์วงจรกรองแบบเชิงเส้นภายนอกไม่เป็นเชิงเส้นภายใน (ELIN) ที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิงโครนัสอันดับที่หนึ่งประกอบด้วย วงจรกรองแบบลีด วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ และวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกไซน์ซึ่งได้ถูกนำเสนอเป็นครั้งแรกในวิทยานิพนธ์นี้

บทที่ 4 นำเสนอวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแสเพื่อใช้เป็นวงจรไบอัสกระแสพลวัตสำหรับวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิงโครนัสและได้ถูกจำลองการทำงานของวงจรสำหรับตรวจจับสัญญาณกระแสอินพุตได้กว้างเพียงพอที่จะนำไปใช้ต่อยุ่กับวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์

สุดท้ายคือบทที่ 5 ได้นำเสนอการวิเคราะห์และสังเคราะห์วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบเอลลิปติกไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่สามที่มีการคอมแพนด์สัญญาณแบบซิงโครนัส ในการสังเคราะห์วงจรประกอบด้วยวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแสเพื่อใช้เป็นวงจรไบอัสกระแสพลวัตต่อยุ่กับวงจรฟังก์ชันส่งผ่านความนำไม่เป็นเชิงเส้น คือ วงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ วงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ และวงจรไฮเพอร์โบลิกไซน์

6.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางการทำวิจัยเพื่อพัฒนาต่อ

วงจรกรองต่อเนื่องทางเวลาแบบแอ็คทีฟ ได้มีการนำไปประยุกต์ใช้งานหลากหลายรูปแบบในบางครั้งขนาดของสัญญาณอินพุตที่เข้ามาในวงจรไม่คงที่ตลอดเวลา ดังนั้นเทคนิคการคอมแพนด์ซิงโครนัสสามารถช่วยให้วงจรกรองสามารถตอบสนองความต้องการของสัญญาณอินพุตที่มีความเปลี่ยนแปลงอย่างมากได้ในขณะเดียวกันกำลังงานที่สูญเสียไม่สูงมากนักและเหมาะสมที่

จะนำไปสร้างเป็นวงจรรวมเช่น วงจรเลือกช่องสัญญาณในระบบการสื่อสารไร้สายและวงจรกรองสำหรับเครื่องช่วยฟังในคนพิการทางการได้ยิน เป็นต้น

ส่วนการทำงานวิจัยที่น่าสนใจเพื่อทำการพัฒนาต่อไปคือ วงจร Chaotic [41] ที่ทำการวิเคราะห์และสังเคราะห์ด้วยวงจรฟังก์ชันส่งผ่านความนำไม่เป็นเชิงเส้นเช่น วงจรฟังก์ชันล็อก [42-46] วงจรฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ วงจรฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ และวงจรฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกไซน์ เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในระบบการสื่อสารและสามารถนำไปสร้างเป็นวงจรรวมได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] ปรากฏ สวรรณะ, สมศักดิ์ ชุมช่วย. “วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ 1”. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ ๑: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. มิถุนายน 2545.
- [2] จิรยุทธ์ มหัทธนกฤต. “การออกแบบวงจรกรองแอนะล็อก”. กรุงเทพฯ ๑: แมคกรอ-ฮิล อินเทอร์เน็ต เซ็นแนล เอ็นเตอร์ไพรส์, อิงค์. 2001.
- [3] Tsividis Y. P., Voorman J. O. “*Integrated Continuous-Time Filters : Principle, Design , and Applications*”. The Institute of Electrical and Electronics Engineerings, Inc. 1993.
- [4] Tsividis Y. P. “Externally linear time-invariant systems and their applications to companding signal processors”. *IEEE TCAS-II*, vol. 44, no. 2, Feb. 1997. pp. 65-85.
- [5] Tsividis Y. P., Gopinathan V., Toth L. “Companding in signal processing”. *Electronics Letters*, vol. 26, Aug. 1990. pp. 1331-1332.
- [6] Tsividis Y. P. “General approach to signal processors employing companding”. *Electronics Letters*, vol. 31, no. 18, Aug. 1995. pp. 1549-1550.
- [7] Tsividis Y. P., Li D. “Current-mode filters using syllabic companding”. *Proc. IEEE ISCAS'96*, May 1996. pp. 121-124.
- [8] Frey D. R. “A general class of current mode filter”. *Proc. IEEE ISCAS'93*, vol. 2, 1993. pp.1435-1438.
- [9] Adams R. W. “Filtering in the log domain”. *Preprint 1470, presented at 63rd Audio Eng. Soc. Conf., NY*. May. 1997.
- [10] Seevinck E. “Companding current mode integrator: a new circuit principle for continuous time monolithic filters”. *Electronics Letters*, vol. 26 , no. 24, Nov.1990. pp. 2046-2047.
- [11] Frey D. R., Tola A. T. “A state space formulation for externally linear class AB dynamical circuits”. *IEEE TCAS-II*, vol. 46, no. 3, March 1999. pp. 306-314.
- [12] Punzenberger M., Enz C. “A 1.2-V low power BiCMOS class AB log-domain filter”. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, Dec. 1997. pp. 1968-1978.
- [13] El-Gamal M. N., Baki R. A., Bar-Dor A. “30-100 MHz NPN-only variable gain class-AB instantaneous companding filters for 1.2-V applications”. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35 , Issue: 12 , Dec. 2000. pp. 1853-1864.
- [14] Mulder J., Serdijn W. A., van der Woerd A. C., van Roermund A. H. M. “A syllabic companding translinear filter”. *Proc. ISCAS'97, Hong Kong* , vol. 1, 1997. pp. 101-104.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] Frey D. R., Tsividis Y. P. “Syllabically companding log-domain filter using dynamic biasing”. *Electronics Letters*, vol. 33, no. 18, Aug. 1997. pp. 1506-1507.
- [16] Tsividis Y. P. “Minimising power dissipation in analogue signal processors through syllabic companding”. *Electronics Letters*, vol. 35, no. 31, Oct. 1999. pp. 1805-1807.
- [17] Krishnapura N., Tsividis, Y. P., Frey, D.R. “Simplified technique for syllabic companding in log-domain filters”. *Electronics Letters*, vol. 36, Issue: 15, 20 July 2000, pp:1257 – 1259.
- [18] Krishnapura N., Tsividis Y. P. “ Noise and power reduction in filters through the use of adjustable biasing”. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 36 , Issue: 12 , Dec. 2001 pp.1912 – 1920.
- [19] Palaskas G., Tsividis Y. P. “A “divide and conquer” technique for the design of wide dynamic range continuous time filters” *Circuits and Systems, 2001. ISCAS 2001*, vol.1, 6-9 May 2001. pp. 252 – 255.
- [20] Gilbert B. “Translinear circuit: a proposed classification” *Electron. Lett.*, vol.11, no.1, Jan. 1975. pp. 14-16.
- [21] พิเศษฐ์ ชัชวารี, อภินันท์ รนชยานนท์ “ วงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิดลาบิค ” *การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 (EECON-26) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ , 2546.*
- [22] Krishnapura, N. “ *Large Dynamic Range Dynamically Biased Log-Domain Filter* ” Ph.D. Thesis of Columbia University . 2000.
- [23] Perry D., Roberts G.W. “The design of log-domain filters based on the operational simulation of LC ladders ” *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 43 Issue: 11, Nov. 1996 . pp. 763 –774.
- [24] Deliyannis T., Yichuang Sun , Fidler J. K. “*Continuous-Time Active Filter Design*”. Boca Raton, London, New York, Washington D.C. : CRC Press.
- [25] Rolf Schaumann, Mac E. Van Valkenburg, “*Design of Analog Filters*”, New York. : Oxford University Press, Inc. 2001.
- [26] Punzenberger M., Enz C.C. “A Low-Voltage Power and Area Efficient BiCMOS Log-Domain Filter” *Proc. Of the European Solid-State Circ. conf.* , Sept. 1997. pp.256-259.
- [27] Rezzi F., Baschiroto A., Castello R. “A 3 V 12-55 MHz BiCMOS pseudo-differential continuous-time filter”, *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 42 , Issue: 11 , Nov. 1995 , pp. 896 – 903.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [28] Koyama M., Arai T., Tanimoto H., Yoshida Y., "A 2.5-V Active Low-Pass Filter Using All-n-p-n Gilbert Cells with a $1-V_{pp}$ Linear Input Range", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.28, Issue: 12, Dec 1993. pp.1246-1253.
- [29] Serdijn W.A., Broest M., Mulder J., Van Der Woerd A.C., Van Roermund A.H.M. "A low-voltage ultra-low-power translinear integrator for audio filter applications" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, No.4 April 1997. pp.577-581.
- [30] Kaiser A. "A micropower CMOS continuous-time low-pass filter" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 24, Issue: 3, Jun 1989 . pp.736-743.
- [31] Tanimoto H., Koyama M., Yoshida Y. "Realization of a 1-V active filter using a linearization technique employing plurality of emitter-coupled pairs" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.26, Issue: 7, Jul 1991. pp. 937-945.
- [32] Python D., Porret A. S., Enz C. C. "A 1V 5th-order Bessel filter dedicated to digital standard processes", *Proc. 1999 CICC*, 1999. pp. 505-508.
- [33] Python D. G., Enz C. C. "A 40 μ W, 75 dB dynamic range, 70 kHz bandwidth biquad filter based on complementary MOS transconductors", *Proc. 1999 European Solid-State Circuits Conference*, Duisburg, Germany, 1999. pp. 38-41.
- [34] Zele R. H., Allstot D. J. "Low-power CMOS continuous-time filters", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol 31, no. 2, Feb. 1996. pp. 157-168.
- [35] El-Gamal M., Baki R. A., Bar-Dor A. "30-100 MHz npn-only variable gain class AB companding based filters for 1.2V applications" *Proceedings 2000 ISSCC*, vol. 43, San Fransisco, Feb. 2000. pp. 150-151.
- [36] Punzenberger M., Enz C. C. "A compact low-power BiCMOS log-domain filter", *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 33, Jul. 1998. pp. 1123-1129.
- [37] Yang F., Enz C. C. "A low distortion BiCMOS seventh-order Bessel filter operating at 2.5V supply" *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 31, Mar. 1996. pp. 321-330.
- [38] Tsvividis Y. P. "Minimal Transistor-only micropower integrated VHF active filter" *Electronics Letters*, vol. 23, no. 15, Jul. 1987. pp. 777-778.
- [39] Krishnapura N., Tsvividis Y.P. "Noise and power reduction in filters through the use of adjustable biasing" *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.36, Issue:12, Dec. 2001. pp.1912 – 1920.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [40] Pichet Chatchawaree, Apinunt Thanachayanont “A 3rd-order Elliptic Syllabic-Companding *tanh* Filter” *International Technical Conference on Circuit/Systems Computers and Communications (ITC-CSCC)*, 2004. pp. 345-348.
- [41] Wouter A. Serdijn and Jan Mulder. “*Research Perspective on Dynamic Translinear*” Boston/Dordrecht/London : Kluwer Academic Publishers. 2000.
- [42] Mahon A., Feely O. “Nonlinear dynamics of log-domain circuit” *Electronics Letters*, vol.37, Issue: 15 , 19 Jul 2001. pp. 929 – 930.
- [43] Ozoguz S. “Simple log-domain chaotic oscillator” *Electronics Letters* , vol. 37 , Issue:23 , 8 Nov 2001. pp. 1378 – 1379.
- [44] Ozoguz, S., Sengor N.S., “Modified log-domain oscillator for chaos” *IEEE International Conference on Circuits and Systems for Communications, 2002. Proceedings. ICCSC'02*, 26-28 June 2002 , pp. 287 – 290.
- [45] Ozoguz S., Sengor N.S. “On the realization of NPN-only log-domain chaotic oscillators” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 50, Issue: 2 , Feb. 2003 . pp. 291 – 294.
- [46] Ascoli A., Feely O. “Chaos in a differential fourth-order log-domain band-pass filter” *International Symposium on Circuits and Systems Proceedings of the 2004, ISCAS '04.*, vol. 1 , 23-26 May 2004. pp. 1104-1107.
- [47] Connor F.R. “*Noise*”, 2nd ed. : Edward Arnold(Publishers) Ltd. 1982.
- [48] Motchenbacher C.D., Connelly J. A. “*Low Noise Electronic System Design*” United States of America : John Wiley & Sons, Inc. 1993.
- [49] David A. Johns and Ken Martin “*Analog Integrated Circuit Design*” United States of America : John Wiley & Sons. Inc. 1997.
- [50] Paul R. Gray and Robert G. Meyer “*Analysis and Design of Analog Integrated Circuits*” 3rd ed. Singapore : John Wiley & Sons. Inc. 1993.
- [51] Vincenzo Peluso, Michel Steyaert, Willy Sansen “*Design of low-voltage low-power CMOS delta-sigma A/D converters*” Kluwer academic publishers. 1999.
- [52] Palaskas G., Tsvividis Y. P. “Design considerations and experimental evaluation of a syllabic companding audio frequency filter” *Circuits and Systems, 2002. ISCAS 2002*, vol.3, 26-29 May 2002. pp. III-305 – III-308.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ความสัมพันธ์ของกำลังงานสูญเสียกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

- วงจรกรองอันดับที่หนึ่งแบบ RC

จากรูปที่ ก.1 ก) แสดงวงจรกรองอันดับที่หนึ่งแบบ RC ความถี่คัทออฟ (cut-off frequency) ของวงจรกรองคือ $\omega_c = 1/RC$ พังก์ชันส่งผ่านของวงจรกรองแสดงในสมการที่ (ก.1) [47] [48]

$$\frac{V_{out}(s)}{V_i(s)} = \frac{1/sC}{R+1/sC} = \frac{1}{1+s/\omega_c} \quad (\text{ก.1})$$

จากวงจรกรองทำงานที่อุณหภูมิใดๆ ซึ่งการเคลื่อนที่แบบสุ่มของอิเล็กตรอนในตัวต้านทานทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแบบความร้อนขึ้น (thermal noise) คือ $E_t^2 = 4kTR\Delta f$ แสดงในรูปที่ ก.1 ข) ปราบกฏสัญญาณรบกวนแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรกรองแสดงในสมการที่ (ก.2) ด้วยการสมมติให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณรบกวน (noise bandwidth) มีค่าอนันต์ (infinity)

$$\begin{aligned} E_{no}^2 &= \int_0^\infty \frac{E_t^2}{\Delta f} \left| \frac{1/j\omega C}{R+1/j\omega C} \right|^2 df = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \frac{E_t^2}{\Delta f} \left| \frac{1/j\omega C}{R+1/j\omega C} \right|^2 d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \frac{E_t^2/\Delta f}{1+(\omega RC)^2} d\omega \end{aligned} \quad (\text{ก.2})$$

เมื่อ $E_t^2/\Delta f = 4kTR$ คือ ความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแรงดัน (noise voltage spectral density : V^2/Hz) ของตัวต้านทาน จากสมการที่ (ก.2) ในการอินทิเกรตใช้เทคนิคการเปลี่ยนตัวแปรใหม่โดยกำหนดดังนี้

$$\omega = \omega_c \tan \theta, \quad d\omega = \omega_c \sec^2 \theta d\theta \quad (\text{ก.3})$$

จากการเปลี่ยนตัวแปร ω เป็น $\omega_c \tan \theta$ ค่า θ ที่ทำให้ $\omega_c \tan \theta = \infty$ คือ $\pi/2$ ดังนั้นเปลี่ยนเงื่อนไขขอบเขตด้านบนของตัวอินทิเกรตเป็น $\pi/2$ จะได้

$$E_{no}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{E_t^2}{\Delta f} \frac{\omega_c \sec^2 \theta}{1+\tan^2 \theta} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{E_t^2}{\Delta f} \omega_c d\theta \quad (\text{ก.4})$$

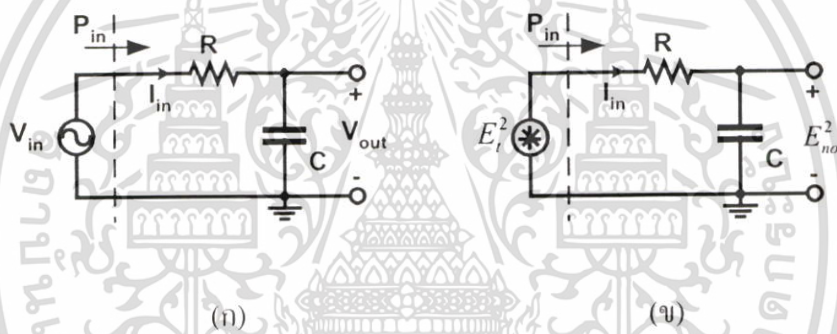
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ศึกษาเท่านั้น กรุณาอย่าได้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสัญญาณรบกวนอุณหภูมิแรงดันของตัวต้านทาน E_r^2 ในสมการที่ (ก.4) จะได้

$$E_{no}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2} 4kTR\omega_c d\theta = kTR\omega_c$$

$$E_{no}^2 = kT/C \quad V^2 \quad (\text{ก.5})$$

เมื่อ k คือ ค่าคงตัวโบลต์ซมันน์ (Boltzmann's constant) = $1.381 \cdot 10^{-23}$ J/K = $8.62 \cdot 10^{-5}$ eV/K และ T คือ ค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ (Absolute temperature) = $^{\circ}\text{C} + 273.15$ K [องศาเคลวิน] จากสมการที่ (ก.5) สรุปได้ว่าสัญญาณรบกวนอุณหภูมิแรงดันจากตัวต้านทานถูกจำกัดด้วยตัวเก็บประจุที่เอาท์พุท และค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์



รูปที่ ก.1 ก) วงจรกรองอันดับที่หนึ่งแบบ RC ข) แหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนแรงดันของตัวต้านทาน

พิจารณาความสัมพันธ์กำลังงานสูญเสียของแหล่งจ่ายแรงดันอินพุทกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ที่เอาท์พุท โดยพิจารณาที่ความถี่คัทออฟของวงจรกรองเมื่อกำหนดให้ $T_c = 2\pi/\omega_c$ คือ คาบเวลาของของแหล่งจ่ายอินพุท และ $V_{in}(t) = V_p \cos(\omega_c t)$ จะได้แรงดันเอาท์พุทแสดงในสมการที่ (ก.6)

$$V_{out}(t) = \frac{V_p}{\sqrt{2}} \cos(\omega_c t - 45^\circ) \quad (\text{ก.6})$$

และกระแสอินพุทจากแหล่งจ่ายแรงดัน V_{in} แสดงในสมการที่ (ก.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{in}(t) = \frac{V_p}{\sqrt{2}R} \cos(\omega_c t + 45^\circ) \quad (\text{ก.7})$$

พิจารณากำลังงานของแรงดันเอาต์พุตด้วยการยกกำลังสอง(mean-square) จะได้

$$E[V_{out}^2] = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} V_{out}^2 dt = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} \frac{V_p^2}{2} (\cos(\omega_c t - 45^\circ))^2 dt \quad (ก.8)$$

เอกลักษณ์ตรีโกณ

$$\cos^2 x = \frac{1}{2}(1 + \cos 2x) \quad (ก.9)$$

$$\cos x \cos y = \frac{1}{2}(\cos(x+y) + \cos(x-y)) \quad (ก.10)$$

จากสมการที่ (ก.8) ใช้เอกลักษณ์ตรีโกณสมการที่ (ก.9) จะได้

$$\begin{aligned} E[V_{out}^2] &= \frac{V_p^2}{4T_C} \int_0^{T_C} (1 + \cos 2(\omega_c t - 45^\circ)) dt \\ &= \frac{V_p^2}{4T_C} \left[\int_0^{T_C} dt + \int_0^{T_C} \cos 2(\omega_c t - 45^\circ) \frac{d2(\omega_c t - 45^\circ)}{2\omega_c} \right] \\ &= \frac{V_p^2}{4T_C} \left[t \Big|_0^{T_C} + \frac{1}{2\omega_c} \cos 2(\omega_c t - 45^\circ) \Big|_0^{T_C} \right] = \frac{V_p^2}{4T_C} [T_C + 0] = \frac{V_p^2}{4} \quad (ก.11) \end{aligned}$$

จากสมการที่ (ก.5) และ (ก.11) จะได้อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนดังนี้

$$SNR = \frac{E[V_{out}^2]}{E_{no}^2} = \frac{V_p^2 C}{4kT} \quad (ก.12)$$

จากสมการที่ (ก.6) และ (ก.7) จำนวนค่ากำลังงานสูญเสียที่จ่ายโดยแหล่งจ่ายแรงดันอินพุต ดังนี้

$$P_{in} = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} V_{in}(t) I_{in}(t) dt = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} [V_p \cos(\omega_c t)] \left[\frac{V_p}{\sqrt{2}R} \cos(\omega_c t + 45^\circ) \right] dt \quad (ก.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากเอกลักษณ์ตรีโกณในสมการที่ (ก.10) จะได้

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= \frac{V_p^2}{2\sqrt{2}RT_C} \int_0^{T_C} [\cos(2\omega_c t + 45^\circ) + \cos(-45^\circ)] dt \\
 &= \frac{V_p^2}{2\sqrt{2}RT_C} \left[\int_0^{T_C} \cos(2\omega_c t + 45^\circ) \frac{d(2\omega_c t + 45^\circ)}{2\omega_c} + \int_0^{T_C} \frac{1}{\sqrt{2}} dt \right] \\
 &= \frac{V_p^2}{2\sqrt{2}RT_C} \left[\frac{1}{2\omega_c} \sin(2\omega_c t + 45^\circ) \Big|_0^{T_C} + \frac{1}{\sqrt{2}} t \Big|_0^{T_C} \right] = \frac{V_p^2}{2\sqrt{2}RT_C} \left[0 + \frac{1}{\sqrt{2}} T_C \right] = \frac{V_p^2}{4R} \quad (\text{ก.14})
 \end{aligned}$$

จะได้ความสัมพันธ์ของกำลังงานสูญเสียในวงจรกับอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนด้วยการแทนสมการที่ (ก.12) ในสมการที่ (ก.14)

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= \frac{kT}{RC} SNR = kT\omega_c SNR \\
 &= 2\pi kTf_c SNR \quad (\text{ก.15})
 \end{aligned}$$

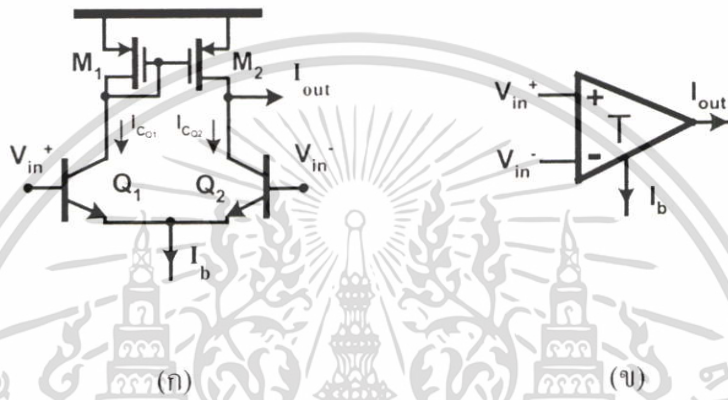
เมื่อ f_c คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองมีหน่วยเป็น เฮิรตซ์ (Hz) จะสังเกตได้ว่ากำลังงานสูญเสียของวงจรกรองเป็นสัดส่วนตรงกับความถี่คัทออฟและอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

ภาคผนวก ข.

วงจรสังเคราะห์ฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิก

- วงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์

วงจรคู่อิมิตเตอร์-คัปเปิล (emitter-coupled pair) แสดงในรูปที่ ข.1 แสดงการวิเคราะห์วงจรเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุต ดังนี้



รูปที่ ข.1 (ก) วงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ (ข) สัญลักษณ์ของวงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์

เริ่มวิเคราะห์จากผลบวกของแรงดันรอบลูปที่ประกอบด้วยแหล่งแรงดันอินพุตทั้งสองและแรงดันตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2 ดังนี้

$$V_{in}^+ - V_{BEQ1} + V_{BEQ2} - V_{in}^- = 0 \quad (\text{ข.1})$$

จากสมการกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันที่ตกคร่อมเบส-อิมิตเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ดังนี้

$$V_{BEQ1} = V_T \ln \left(\frac{I_{CQ1}}{I_s} \right) \quad (\text{ข.2})$$

$$V_{BEQ2} = V_T \ln \left(\frac{I_{CQ2}}{I_s} \right) \quad (\text{ข.3})$$

แทนสมการที่ (ข.2) และ (ข.3) ในสมการที่ (ข.1) จะได้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{I_{CQ1}}{I_{CQ2}} = \exp\left(\frac{V_{in}^+ - V_{in}^-}{V_T}\right) = \exp\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) \quad (ข.4)$$

เมื่อ $V_{diff} = V_{in}^+ - V_{in}^-$ และ V_T คือ thermal voltage ด้วยการพิจารณาว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์สมมาตร (match) กันทุกประการและละเลยกระแสเบส จะได้ว่ากระแสอิมิตเตอร์เท่ากับกระแสคอลเลคเตอร์ ($I_E = I_C$) ดังนั้นผลรวมของกระแสอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง คือ

$$I_b = I_{CQ1} + I_{CQ2} \quad (ข.5)$$

แทนสมการที่ (ข.4) ในสมการที่ (ข.5) จะได้

$$I_{CQ1} = \frac{I_b}{1 + \exp\left(\frac{-V_{diff}}{V_T}\right)} \quad (ข.6)$$

$$I_{CQ2} = \frac{I_b}{1 + \exp\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right)} \quad (ข.7)$$

จากรูปที่ ข.1 (ก) พิจารณาผลรวมของกระแสเอาต์พุต (I_{out}) จะได้

$$I_{out} = I_{CQ1} - I_{CQ2} \quad (ข.8)$$

แทนสมการที่ (ข.6) และ (ข.7) ในสมการที่ (ข.8) จะได้

$$\begin{aligned} I_{out} &= \frac{I_b}{1 + \exp\left(\frac{-V_{diff}}{V_T}\right)} - \frac{I_b}{1 + \exp\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right)} \\ &= I_b \left(\frac{\exp\left(\frac{V_{diff}}{2V_T}\right)}{\exp\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{-V_{diff}}{2V_T}\right)} - \frac{\exp\left(\frac{-V_{diff}}{2V_T}\right)}{\exp\left(\frac{-V_{diff}}{2V_T}\right) + \exp\left(\frac{V_{diff}}{2V_T}\right)} \right) \end{aligned} \quad (ข.9)$$

จากความสัมพันธ์ของ $\tanh(x) = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)}$ สามารถเขียนสมการที่ (ข.9) ใหม่ได้ดังนี้
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ข.2) และ (ข.3) แทนในสมการที่ (ข.11) และ (ข.12) เมื่อกระแส $I_{CQ2} = I_{CQ3} = I_b$ โดยที่ I_b คือ กระแสไบอัสที่แสดงในรูปที่ ข.2 จะได้สมการกระแสคอลเลคเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_4 ดังนี้

$$I_{CQ1} = I_b \exp\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) \quad (ข.13)$$

$$I_{CQ4} = I_b \exp\left(\frac{-V_{diff}}{V_T}\right) \quad (ข.14)$$

เมื่อ $V_{diff} = V_{in}^+ - V_{in}^-$ พิจารณากระแสคอลเลคเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_5, Q_6 คือ

$$I_{CQ5} = I_{CQ1} + I_{CQ2} = I_b \exp\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) + I_b \quad (ข.15)$$

$$I_{CQ6} = I_{CQ3} + I_{CQ4} = I_b + I_b \exp\left(\frac{-V_{diff}}{V_T}\right) \quad (ข.16)$$

แสดงสมการกระแสเอาต์พุตของวงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์รูปที่ ข.2 ดังนี้

$$I_{out} = I_{CQ7} + I_{CQ8} \quad (ข.17)$$

เมื่อกระแสคอลเลคเตอร์ $I_{CQ5} = I_{CQ8}$ และ $I_{CQ6} = I_{CQ7}$ และจากแรงดัน $V_{BEQ5} = V_{BEQ8}$ และ $V_{BEQ6} = V_{BEQ7}$ ตามลำดับ แทนสมการที่ (ข.15) และ (ข.16) ในสมการที่ (ข.17) จะได้

$$I_{out} = 2I_b + I_b \left[\exp\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) + \exp\left(\frac{-V_{diff}}{V_T}\right) \right] \quad (ข.18)$$

จากความสัมพันธ์ของ $\cosh(x) = \frac{\exp(x) + \exp(-x)}{2}$ สามารถแสดงสมการที่ (ข.18) ใหม่ได้ดังนี้

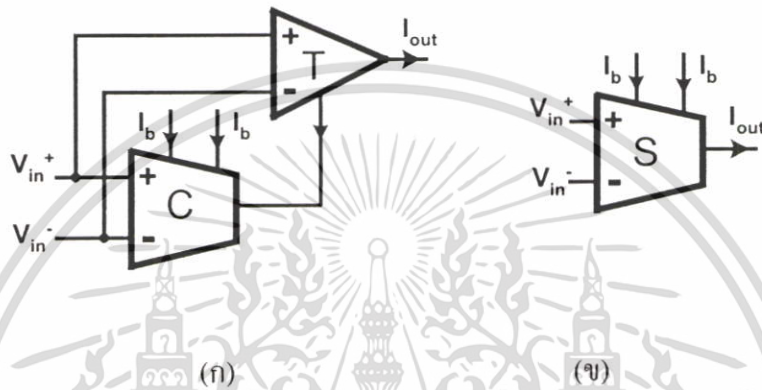
$$I_{out} = 2I_b \left[1 + \cosh\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) \right] \quad (ข.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (ข.19) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตเป็นฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกโคไซน์

- วงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์

วงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ถูกสังเคราะห์ด้วยการนำวงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ในรูปที่ ข.1 และวงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ในรูปที่ ข.2 ต่อร่วมกันดังแสดงในรูปที่ ข.3



รูปที่ ข.3 (ก) วงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ (ข) สัญลักษณ์ลักษณะของวงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์

จากสมการที่ (ข.10) และสมการที่ (ข.19) พิจารณากระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$I_{out} = 2I_b \left(1 + \cosh\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) \right) \tanh\left(\frac{V_{diff}}{2V_T}\right) \quad (\text{ข.20})$$

เมื่อ $V_{diff} = V_{in+} - V_{in-}$ จากสมการเอกลักษณ์ตรีโกณมิติ Half-angle formulas สมการที่ (3.16) แทนในสมการที่ (ข.20) จะได้

$$I_{out} = 2I_b \left(2 \cosh^2\left(\frac{V_{diff}}{2V_T}\right) \right) \tanh\left(\frac{V_{diff}}{2V_T}\right) \quad (\text{ข.21})$$

จากความสัมพันธ์ของ $\tanh(x) = \frac{\sinh(x)}{\cosh(x)}$ สามารถแสดงสมการที่ (ข.21) ใหม่ได้ดังนี้

$$I_{out} = 2I_b \left(2 \cosh\left(\frac{V_{diff}}{2V_T}\right) \right) \sinh\left(\frac{V_{diff}}{2V_T}\right) \quad (\text{ข.22})$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการเอกลักษณ์ตรีโกณ Haft-angle formulas สมการที่ (3.17) แทนในสมการที่ (จ.22) จะได้สมการกระแสเอาต์พุตของวงจรไฮเพอร์ โบลิกไซน์ ดังนี้

$$I_{out} = 2I_b \sinh\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) \quad (จ.23)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (จ.19) จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาต์พุตกับแรงดันอินพุตเป็นฟังก์ชันไฮเพอร์ โบลิกไซน์

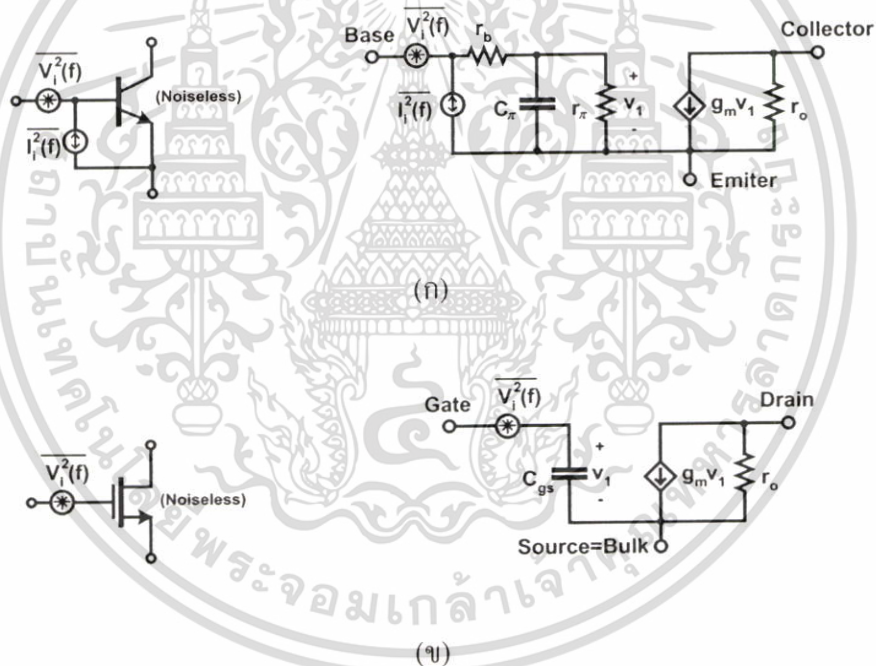


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ค.

วิเคราะห์สัญญาณรบกวนของวงจรกรองไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่ง

ในส่วนนี้ทำการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของวงจรกรองไฮเพอร์โบลิกอันดับที่หนึ่งซึ่งถูกประกอบขึ้นด้วยวงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ วงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ และวงจรไฮเพอร์บิกไซน์ โดยที่ในแต่ละวงจรมีการเชื่อมต่อภายในด้วยตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เช่น ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (BJT) และมอสเฟททรานซิสเตอร์ (MOSFET) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องจำลองแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เหล่านี้เพื่อใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของวงจรกรองไฮเพอร์โบลิกอันดับที่หนึ่งต่อไป ดังแสดงแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนสมมูลอินพุตของตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในรูปที่ ค.1 [49][50]



รูปที่ ค.1 จำลองแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน ก) ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ข) มอสเฟททรานซิสเตอร์

จากรูปที่ ค.1(ก) แสดงการจำลองแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ประกอบด้วย สัญญาณรบกวนแรงดันอินพุตสมมูล (equivalent input voltage noise) ($\overline{V_i^2(f)}$) และสัญญาณรบกวนกระแสอินพุตสมมูล (equivalent input current noise) ($\overline{I_i^2(f)}$) แสดงในสมการที่ (ค.1) และ (ค.2) ตามลำดับดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\overline{V_i^2(f)} = 4kT \left(rb + \frac{1}{2g_m} \right) \quad (\text{ก.1})$$

เมื่อ r_b เป็นเทอมแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนแบบความร้อน (thermal noise) ของความต้านทานขาเบส และ g_m เป็นเทอมแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่เรียกว่า “short noise” ของกระแสคอลเลคเตอร์ที่ถูกส่งผ่านมาที่ขาเบส

$$\overline{I_i^2(f)} = 2q \left(I_B + \frac{KI_B}{f} + \frac{I_C}{|\beta(f)|^2} \right) \quad (\text{ก.2})$$

เมื่อ $2qI_B$ เป็นเทอมแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่เรียกว่า “short noise” ของกระแสเบส ส่วน KI_B/f เป็นเทอมแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่เรียกว่า “1/f noise” (K เป็นค่าคงที่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของตัวอุปกรณ์) และเทอม I_C เป็นเทอมแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่เรียกว่า “short noise” ที่ถูกส่งผ่านมาที่ขาเบสบ่อยครั้งจะไม่ถูกนำมาพิจารณา

จากรูปที่ ก.1 (ข) แสดงการจำลองแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของมอสเฟทรานซิสเตอร์แสดงในสมการที่ (ก.3) ดังนี้

$$\overline{V_i^2(f)} = 4kT \left(\frac{2}{3} \right) \frac{1}{g_m} + \frac{K}{WLC_{ox}f} \quad (\text{ก.3})$$

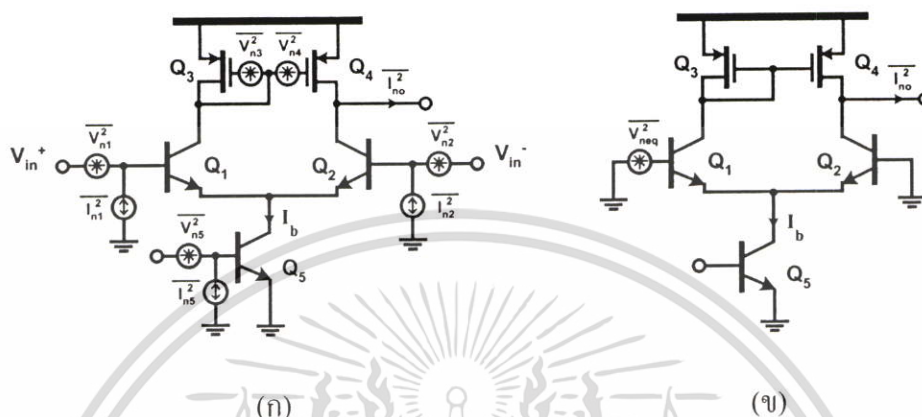
เมื่อ g_m เป็นเทอมแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนแบบความร้อน (thermal noise) เนื่องจากความต้านทานในช่องทางเดินกระแสของมอสเฟตขณะทำงานย่านแอกทีฟ และ $K/(WLC_{ox})$ เป็นเทอมแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่เรียกว่า “1/f noise” (K เป็นค่าคงที่ ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของตัวอุปกรณ์) ส่วนค่า W , L และ C_{ox} เป็นค่าความกว้าง ความยาวของช่องทางเดินกระแสและค่าความจุที่ขาเกตต่อหน่วยพื้นที่ของมอสเฟทรานซิสเตอร์ ตามลำดับ

เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่ง ดังนั้นจึงพิจารณาการทำงานของวงจรในคลาส-A เนื่องจากขนาดของสัญญาณอินพุตถูกจำกัดด้วยกระแสไบอัสคงที่ภายในวงจรซึ่งแตกต่างจากในกรณีของคลาส-B หรือ คลาส-AB เมื่อพิจารณาเช่นนี้แล้วทำให้ง่ายต่อการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรกรองไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งกับขนาดกระแสไบอัสคงที่ภายในวงจรด้วยการจำลองแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนจากรูปที่ ก.1 กับวงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ วงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์และวงจรไฮเพอร์บิกไซน์ แสดงการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์

วิเคราะห์หาความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์จากวงจรในรูปที่ ค.2 ซึ่งถูกออกแบบด้วยตัวอุปกรณ์ทั้งไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และมอสเฟททรานซิสเตอร์



รูปที่ ค.2 วงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์กับแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน

เริ่มต้นจากการพิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2 เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์กำหนดให้ $r_b \ll r_\pi$ จะได้

$$\overline{I_{no1}^2} = \overline{I_{no2}^2} = (g_{m1})^2 \overline{V_{n1}^2} + (g_{m1} |Z_{Q1}|)^2 \overline{I_{n1}^2} \quad (\text{ค.4})$$

เมื่อค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ($g_{m1} = g_{m2}$) และค่าอิมพีแดนซ์ ($Z_{Q1} = Z_{Q2}$) จากนั้นพิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของมอสเฟททรานซิสเตอร์ Q_3, Q_4 จะได้

$$\overline{I_{no3}^2} = \overline{I_{no4}^2} = (g_{m3})^2 \overline{V_{n3}^2} \quad (\text{ค.5})$$

เมื่อค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ ($g_{m3} = g_{m4}$) สุดท้ายพิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_5 ซึ่งถูกมอดูเลตกับกระแสไบอัสคิ่งที่ จากความสมมาตรของวงจรเป็นผลให้กระแสคอลเลคเตอร์ของ

ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 มีปริมาณเท่ากันจะได้ความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_5 ดังนี้

$$\overline{I_{nos}^2} = 0 \quad (ค.6)$$

ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรไฮเพอร์โบลิคแทนเจนต์แสดงด้วยสมการที่ (ค.7) ดังนี้

$$\overline{I_{no}^2} = \sum_{i=1}^5 \overline{I_{no_i}^2} \quad (ค.7)$$

จากสมการที่ (ค.4)-(ค.6) แทนในสมการที่ (ค.7) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \overline{I_{no}^2} &= 2 \left[(g_{m1})^2 \overline{V_{n1}^2} + (g_{m1} |Z_{Q1}|)^2 \overline{I_{n1}^2} \right] + 2 (g_{m3})^2 \overline{V_{n3}^2} \\ &= 2 (g_{m1})^2 \left[\overline{V_{n1}^2} + |Z_{Q1}|^2 \overline{I_{n1}^2} \right] + 2 (g_{m3})^2 \overline{V_{n3}^2} \end{aligned} \quad (ค.8)$$

จากสมการที่ (ค.8) แสดงปริมาณของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตและแสดงในรูปแบบของปริมาณของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแรงดันที่อินพุต $\overline{V_{neq}^2}$ ในรูปที่ ค.2(ข) โดยการหารด้วยค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ดังนี้

$$\overline{V_{neq}^2} = 2 \left(\overline{V_{n1}^2} + |Z_{Q1}|^2 \overline{I_{n1}^2} \right) + 2 \overline{V_{n3}^2} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right)^2 \quad (ค.9)$$

โดยกำหนดให้ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ (g_m) และค่าเบส-อิมิตเตอร์อิมพีแดนซ์ (Z) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ แสดงดังนี้

$$g_m (BJT) = \frac{I_C}{V_T} = \frac{qI_C}{kT} \quad (ค.10)$$

$$Z = (r_\pi \parallel (1/j\omega C_\pi)) \quad (ค.11)$$

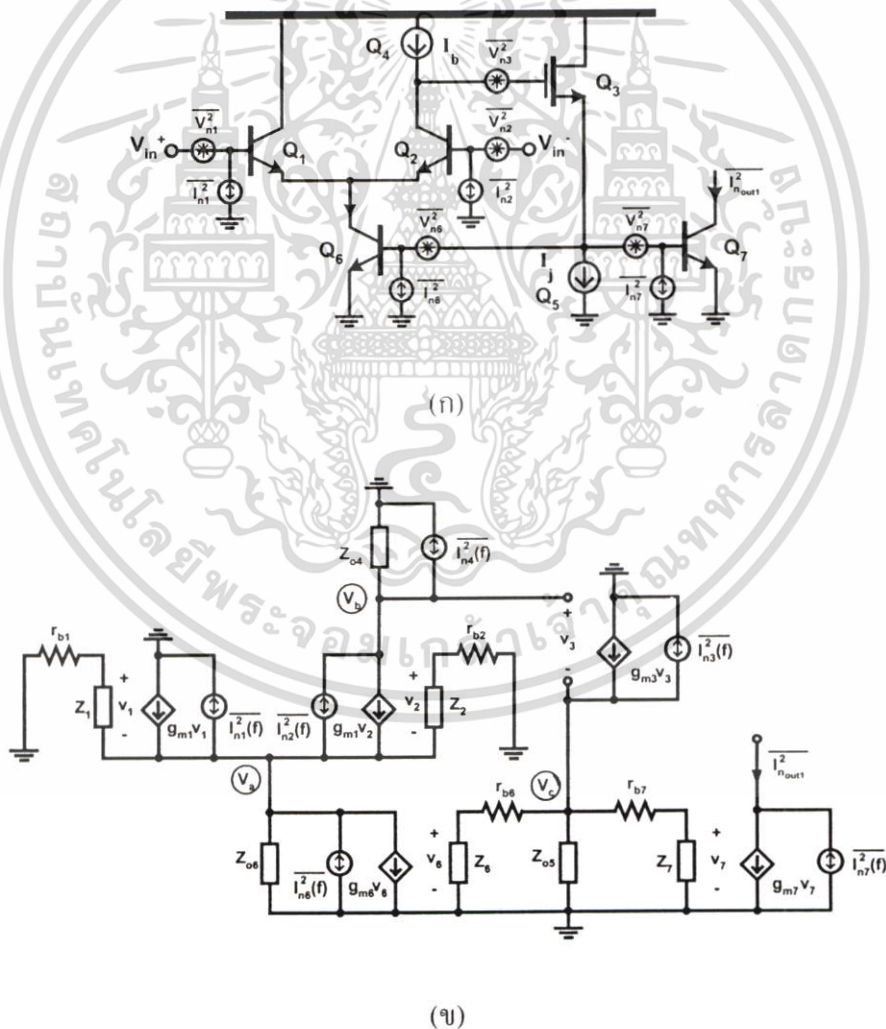
เอกสารส่วนค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของมิอัสเฟททรานซิสเตอร์ แสดงดังนี้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$g_{mi}(MOS) = \sqrt{2\mu_i C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_i I_{Di}} \quad (\text{ค.12})$$

สรุปจากสมการที่ (ค.8) จะสังเกตได้ว่าความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรไฮเพอร์โบลิคแทนต์เจนต์และสัญญาณรบกวนแรงดันอินพุตสมมูลแสดงด้วยสมการที่ (ค.9)

- วงจรไฮเพอร์โบลิคโคไซน์

จากวงจรไฮเพอร์โบลิคโคไซน์ในรูปที่ ข.2 เป็นวงจรที่มีความสมมาตรกันดังนั้นในการวิเคราะห์หาความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรจึงสามารถวิเคราะห์วงจรเพียงครึ่งหนึ่งแสดงในรูปที่ ค.3



รูปที่ ค.3 ก) วงจรด้านเดียวของวงจรไฮเพอร์โบลิคโคไซน์กับแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน ข) วงจรสมมูลสัญญาณขนาดเล็กกับแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรมุมของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนวงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ด้านเดียวแสดงในรูปที่ ค.3 เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์จะไม่พิจารณาตัวเก็บประจุภายในวงจร (C_{π} , C_{ds} , C_{gs}) และกำหนดให้ $r_b \ll r_{\pi}$ ดังนั้นแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนแสดงในรูปที่ ค.3 (ข) [51] มีค่าดังนี้

$$\overline{I_{n_i}^2(f)} = \overline{I_{n_1}^2(f)} = \overline{I_{n_2}^2(f)} = \overline{I_{n_6}^2(f)} = \overline{I_{n_7}^2(f)} = (g_{m_i})^2 \overline{V_{n_i}^2} + (g_{m_i} |Z_{Q_i}|)^2 \overline{I_{n_i}^2} \quad (\text{ค.13})$$

$$\overline{I_{n_3}^2(f)} = 4kT \left(\frac{2}{3} \right) (g_{m_3} + g_{m_5}) \quad (\text{ค.14})$$

$$\overline{I_{n_4}^2(f)} = 4kT \left(\frac{2}{3} \right) g_{m_4} \quad (\text{ค.15})$$

เมื่อสมการที่ (ค.13) เป็นสมการของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนกระแสของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ส่วนสมการที่ (ค.14) และ (ค.15) เป็นสมการของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนกระแสของมอสเฟทรานซิสเตอร์ โดยที่สมการทั้งสามละเลยผลของแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนที่เรียกว่า “1/f noise” จากสมการที่ (ค.2) และ (ค.3) ตามลำดับ จากรูปแบบการจำลองสัญญาณขนาดเล็ก (small signal model) กับแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนแสดงในรูปที่ ค.3 (ข) เริ่มต้นจากการพิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_2 ด้วยการวิเคราะห์ด้วยสมการ KCL's จะได้

$$-\left(2g_{m_1} + \frac{2}{r_{\pi_1}} + g_{o_6} \right) V_a + i_{n_2} - g_{m_6} V_c = 0$$

$$V_b = r_{o_4} g_{m_1} V_a - i_{n_2} r_{o_4}$$

$$V_c = \left(\frac{g_{m_3}}{g_{m_3} + g_{o_5} + \frac{2}{r_{\pi_6}}} \right) V_b \quad (\text{ค.16})$$

เมื่อ $r_{\pi_1} = r_{\pi_2}$ และ $r_{\pi_6} = r_{\pi_7}$ ดังนั้นจะได้

$$V_a = \frac{\left(1 + \frac{g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right) \right)}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)} \cdot i_{n2}$$

$$V_b = \frac{1}{g_{o4}} \cdot \frac{-g_{m1} + \frac{2}{r_{\pi 1}} + g_{o6}}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)} \cdot i_{n2}$$

$$V_c = \frac{\left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)} \cdot i_{n2} \approx \frac{i_{n2}}{g_{m6}} \quad (\text{ค.17})$$

จากสมการที่ (ค.17) จะได้สัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุต คือ

$$i_{no2} = g_{m7} \left(\frac{-i_{n2}}{g_{m6}} \right) = -i_{n2} \quad (\text{ค.18})$$

เมื่อกำหนดให้ $g_{m6} = g_{m7}$ และจากสมการที่ (ค.18) จะได้ความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_2 ดังนี้

$$\overline{I_{no2}^2} = \overline{I_{n2}^2} \quad (\text{ค.19})$$

พิจารณาความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ซึ่งสัญญาณรบกวนกระแส i_{n1} ไหลผ่านเข้าไปใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุตของวงจรส่วนที่เป็นบัฟเฟอร์ (buffer) กระแสที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ Q_2, Q_6 และ Q_7 ทำการวิเคราะห์ด้วยสมการ KCL's จะได้

$$-\left(2g_{m1} + \frac{2}{r_{\pi 1}} + g_{o6}\right)V_a + i_{n1} - g_{m6}V_c = 0$$

$$V_b = r_{o4}g_{m1}V_a$$

$$V_c = \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right) V_b \quad (\text{ค.20})$$

ดังนั้นจะได้

$$V_a = \frac{1}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)} i_{n1}$$

$$V_b = \frac{\frac{g_{m1}}{g_{o4}}}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)} i_{n1}$$

$$V_c = \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right) \cdot \frac{\left(\frac{g_{m1}}{g_{o4}} \right)}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)} i_{n1} \approx \frac{i_{n1}}{g_{m6}} \quad (\text{ค.21})$$

จากสมการที่ (ค.21) จะได้สัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุต คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{n01} = i_{n1} \quad (\text{ก.22})$$

$$\overline{I_{n01}^2} = \overline{I_{n1}^2} \quad (\text{ก.23})$$

พิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาท์พุทจากแหล่งจ่าย สัญญาณรบกวนของมอสเฟตทรานซิสเตอร์ Q_3 ซึ่งทำงานเป็นวงจรถยายเดรนร่วม (common drain) ด้วยการวิเคราะห์ด้วยสมการ KCL's จะได้

ดังนั้นจะได้

$$-\left(2g_{m1} + \frac{2}{r_{\pi 1}} + g_{o6}\right)V_a - g_{m6}V_c = 0$$

$$V_b = r_{o4}g_{m1}V_a$$

$$V_c = \frac{g_{m3}V_b + i_{n3}}{g_{m3} + g_{o5} + \left(\frac{2}{r_{\pi 6}}\right)} \quad (\text{ก.24})$$

$$V_a = -\frac{\left(\frac{g_{m6}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}}\right) \cdot i_{n3}}{2\left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}}\right) + g_{o6} + \frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}}\right)}$$

$$V_b = -\left(\frac{g_{m1}}{g_{o4}}\right) \cdot \frac{\left(\frac{g_{m6}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}}\right) \cdot i_{n3}}{2\left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}}\right) + g_{o6} + \frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}}\right)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_c = \frac{\left(-\left(\frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \right) \left(\frac{1}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi6}}} \right) \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi6}}} \right) + 1 \right)}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1}g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi6}}} \right)} \cdot i_{n3} \approx \frac{-i_{n3}}{g_{m3}} \quad (\text{ค.25})$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค.25) จะได้สัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุต คือ

$$i_{no3} = -\frac{g_{m7}}{g_{m3}} i_{n3} \quad (\text{ค.26})$$

จากสมการที่ (ค.26) จะได้ความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของมอสเฟตทรานซิสเตอร์ Q_3 ดังนี้

$$I_{no3}^2 = \left(\frac{g_{m7}}{g_{m3}} \right)^2 I_{n3}^2 \quad (\text{ค.27})$$

พิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของมอสเฟตทรานซิสเตอร์ Q_4 ซึ่งทำงานเป็นวงจรแหล่งจ่ายกระแสไบอัสซึ่งด้วยการวิเคราะห์ด้วยสมการ KCL's จะได้

$$-\left(2g_{m1} + \frac{2}{r_{\pi1}} + g_{o6} \right) V_{ac} - g_{m6} V_c = 0$$

$$V_b = r_{o4} g_{m1} V_a - i_{n4} r_{o4}$$

$$V_c = \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi6}}} \right) V_b \quad (\text{ค.28})$$

ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_a &= \frac{\left(\frac{g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right) \right)}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1} g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)} \cdot i_{n4} \\
 V_b &= - \left(\frac{1}{g_{o4}} \right) \frac{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6}}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1} g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)} \cdot i_{n4} \\
 V_c &= - \left(\frac{1}{g_{o4}} \right) \frac{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6}}{2 \left(g_{m1} + \frac{1}{r_{\pi 1}} \right) + g_{o6} + \frac{g_{m1} g_{m6}}{g_{o4}} \left(\frac{g_{m3}}{g_{m3} + g_{o5} + \frac{2}{r_{\pi 6}}} \right)} \cdot i_{n4} \cdot \frac{2i_{n4}}{g_{m6}} \quad (\text{ค.29})
 \end{aligned}$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ค.29) จะได้สัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุต คือ

$$i_{no4} = -2i_{n3} \quad (\text{ค.30})$$

จากสมการที่ (ค.30) จะได้ความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของมอสเฟทรานซิสเตอร์ Q_4 ดังนี้

$$\overline{I_{no4}^2} = (2)^2 \overline{I_{n3}^2} = 4 \overline{I_{n3}^2} \quad (\text{ค.31})$$

พิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_6 ซึ่งถูกสะท้อนไปยังเอาต์พุตของวงจรจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ $\overline{I_{no6}^2} = \overline{I_{n6}^2}$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด (ค.32) ถ้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_7 ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนเอาต์พุตของวงจรจะได้

$$\overline{I_{no7}^2} = \overline{I_{n7}^2} \quad (\text{ค.33})$$

จากรูปที่ ข.2(ก) เป็นวงจรไฮเพอร์โคไซน์พิจารณาสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 จะได้ผลรวมของสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุต ดังนี้

$$i_{nQ1(BJT)} - i_{nQ2(BJT)} - i_{nQ3(BJT)} + i_{nQ4(BJT)} = 0 \quad (\text{ค.34})$$

เมื่อสมการที่ (ค.34) พิจารณาจากสมการที่ (ค.18) และ (ค.22) ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรไฮเพอร์โคไซน์แสดงด้วยสมการที่ (ค.35) ดังนี้

$$\begin{aligned} \overline{I_{no}^2} &= 2 \cdot \sum_{i=3}^7 \overline{I_{no_i}^2} \\ &= 2 \cdot \left(\left(\frac{g_{m7}}{g_{m3}} \right)^2 \overline{I_{n3}^2} + 4\overline{I_{n4}^2} + \overline{I_{n6}^2} + \overline{I_{n7}^2} \right) \end{aligned} \quad (\text{ค.35})$$

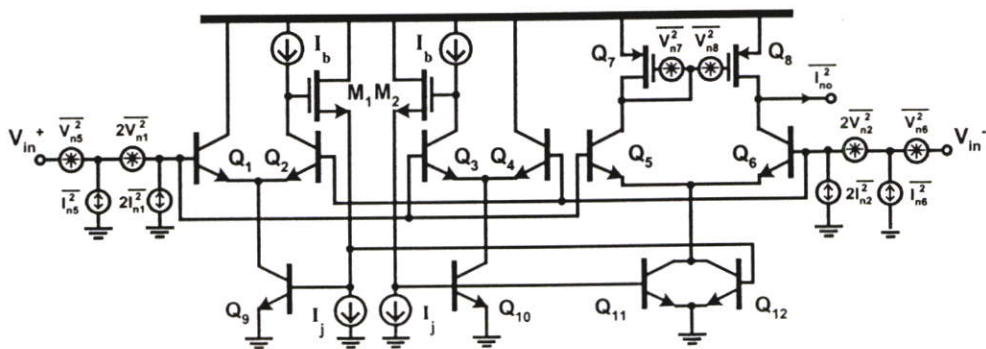
เมื่อไม่พิจารณาความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากไบโพลาร์ Q_1, Q_2 จากสมการที่ (ค.35) แสดงปริมาณของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตสามารถแสดงในรูปแบบของปริมาณของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแรงดันที่อินพุต $\overline{V_{neq}^2}$ โดยการหารด้วยค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ดังนี้

$$\overline{V_{neq}^2} = \frac{2}{(gm1)^2} \left(\left(\frac{g_{m7}}{g_{m3}} \right)^2 \overline{I_{n3}^2} + 4\overline{I_{n4}^2} + \overline{I_{n6}^2} + \overline{I_{n7}^2} \right) \quad (\text{ค.36})$$

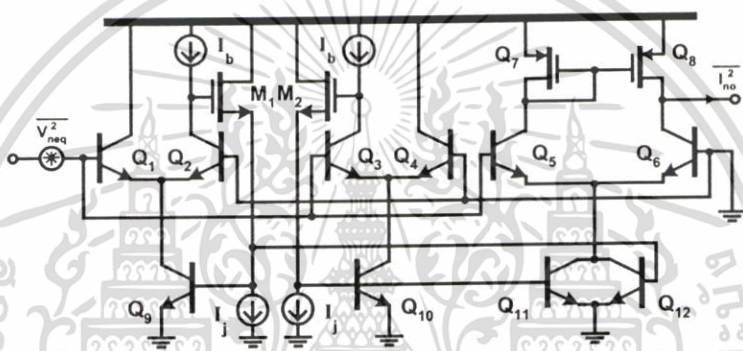
• วงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์

จากวงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ในรูปที่ ข.3 ประกอบด้วยวงจรไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ต่อร่วมกับวงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์ โดยแสดงวงจรไฮเพอร์โบลิกโคไซน์กับแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนในรูปที่ ค.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ ๓.4 วงจรไฮเพอร์โบลิกไชน์กับแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน

ดังนั้นการวิเคราะห์ความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจึงวิเคราะห์เช่นเดียวกับวงจรไฮเพอร์โบลิกเทนเจนต์ ได้ดังนี้

$$\overline{V_{nQ1}^2} + \overline{V_{nQ3}^2} = 2\overline{V_{n1}^2} \quad , \quad \overline{I_{nQ1}^2} + \overline{I_{nQ3}^2} = 2\overline{I_{n1}^2} \quad (ค.37)$$

$$\overline{V_{nQ2}^2} + \overline{V_{nQ4}^2} = 2\overline{V_{n2}^2} \quad , \quad \overline{I_{nQ2}^2} + \overline{I_{nQ4}^2} = 2\overline{I_{n2}^2} \quad (ค.38)$$

เมื่อกำหนดให้แหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนและแหล่งจ่ายแรงดันสัญญาณรบกวนของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เท่ากับ Q_3 และ Q_2 เท่ากับ Q_4 ตามลำดับ ดังแสดงในสมการที่ (ค.37) และ (ค.38) พิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวนต่างๆ ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\overline{I_{no1}^2} = \overline{I_{no3}^2} = (g_{m1})^2 \overline{V_{n1}^2} + (g_{m1} |Z_{Q1}|)^2 \overline{I_{n1}^2} \quad (ค.39)$$

$$\overline{I_{no2}^2} = \overline{I_{no4}^2} = (g_{m2})^2 \overline{V_{n2}^2} + (g_{m2} |Z_{Q2}|)^2 \overline{I_{n2}^2} \quad (ค.40)$$

$$\overline{I_{no5}^2} = \overline{I_{no6}^2} = (g_{m5})^2 \overline{V_{n5}^2} + (g_{m5} |Z_{Q5}|)^2 \overline{I_{n5}^2} \quad (ค.41)$$

$$\overline{I_{no7}^2} = \overline{I_{no8}^2} = (g_{m7})^2 \overline{V_{n7}^2} \quad (ค.42)$$

ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรไฮเพอร์โบลิกไซน์แสดงด้วยสมการที่ (ค.43) ดังนี้

$$\overline{I_{no}^2} = \sum_{i=1}^8 \overline{I_{noi}^2} \quad (ค.43)$$

จากสมการที่ (ค.39)-(ค.42) แทนในสมการที่ (ค.43) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \overline{I_{no}^2} &= 4 \left[(g_{m1})^2 \overline{V_{n1}^2} + (g_{m1} |Z_{Q1}|)^2 \overline{I_{n1}^2} \right] + 2 \left[(g_{m5})^2 \overline{V_{n5}^2} + (g_{m5} |Z_{Q5}|)^2 \overline{I_{n5}^2} \right] + 2 (g_{m7})^2 \overline{V_{n7}^2} \\ &= 4 (g_{m1})^2 \left[\overline{V_{n1}^2} + |Z_{Q1}|^2 \overline{I_{n1}^2} \right] + 2 (g_{m5})^2 \left[\overline{V_{n5}^2} + |Z_{Q5}|^2 \overline{I_{n5}^2} \right] + 2 (g_{m7})^2 \overline{V_{n7}^2} \end{aligned} \quad (ค.44)$$

จากสมการที่ (ค.44) แสดงปริมาณของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตและแสดงในรูปแบบของปริมาณของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนแรงดันที่อินพุต $\overline{V_{ncq}^2}$ แสดงในรูปที่ ค.4(ข) โดยการหารด้วยค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ Q_5 ดังนี้

$$\overline{V_{ncq}^2} = 4 \left(\frac{g_{m1}}{g_{m5}} \right)^2 \left[\overline{V_{n1}^2} + |Z_{Q1}|^2 \overline{I_{n1}^2} \right] + 2 \left[\overline{V_{n5}^2} + |Z_{Q5}|^2 \overline{I_{n5}^2} \right] + 2 \left(\frac{g_{m7}}{g_{m5}} \right)^2 \overline{V_{n7}^2} \quad (ค.45)$$

- วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์

วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งแสดงในรูปที่ ค.5 จากที่ได้พิจารณาวงจรทำงานในคลาส-A ดังนั้นจึงสามารถพิจารณาวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งเหมือนกับวงจรกรองแบบทรานส์คอนดักแตนซ์-ตัวเก็บประจุอันดับหนึ่งในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.2 เริ่มต้นจากการพิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq1}^2}$ ดังนี้

$$C\dot{V}_C = g_{mT2}V_{neq1} - g_{mS1}V_C \quad (ค.46)$$

เมื่อ $I_{out} = g_{mT3}V_C$ จะได้

$$I_{no1} = \left(\frac{g_{mT2}g_{mT3}}{g_{mS1}} \right) \left(\frac{1}{1 + \left(s / \frac{g_{mS1}}{C} \right)} \right) V_{neq1} \quad (ค.47)$$

ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq1}^2}$

$$I_{no1}^2 = \left(\frac{g_{mT2}g_{mT3}}{g_{mS1}} \right)^2 \left(\frac{1}{1 + \left(s / \frac{g_{mS1}}{C} \right)} \right)^2 \overline{V_{neq1}^2} \quad (ค.48)$$

พิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq2}^2}$ ดังนี้

$$C\dot{V}_C = g_{mT1}V_{neq2} - g_{mS2}V_C \quad (ค.49)$$

$$I_{no2} = \left(\frac{g_{mT2}g_{mT3}}{g_{mS1}} \right) \left(\frac{1}{1 + \left(s / \frac{g_{mS1}}{C} \right)} \right) V_{neq2} \quad (ค.50)$$

ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq2}^2}$

$$I_{no2}^2 = \left(\frac{g_{mT2}g_{mT3}}{g_{mS1}} \right)^2 \left(\frac{1}{1 + \left(s / \frac{g_{mS1}}{C} \right)} \right)^2 \overline{V_{neq2}^2} \quad (ค.51)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่าย
สัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq3}^2}$ ดังนี้

$$C\dot{V}_C = g_{mS1} (V_{neq3} - V_C) \quad (ค.52)$$

$$I_{no3} = g_{mS1} g_{mT3} \left(\frac{1}{1 + \left(s / \frac{g_{mS1}}{C} \right)} \right) V_{neq3} \quad (ค.53)$$

ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq3}^2}$

$$\overline{I_{no3}^2} = (g_{mS1} g_{mT3})^2 \left| \frac{1}{1 + \left(s / \frac{g_{mS1}}{C} \right)} \right|^2 \overline{V_{neq3}^2} \quad (ค.54)$$

พิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่าย
สัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq4}^2}$ ดังนี้

$$I_{no4} = g_{mT3} V_{neq4} \quad (ค.55)$$

ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq4}^2}$

$$\overline{I_{no4}^2} = (g_{mT3})^2 \overline{V_{neq4}^2} \quad (ค.56)$$

พิจารณาผลของความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่าย
สัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq5}^2}$ ดังนี้

$$I_{no5} = g_{mT3} V_{neq5} \quad (ค.57)$$

ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq5}^2}$

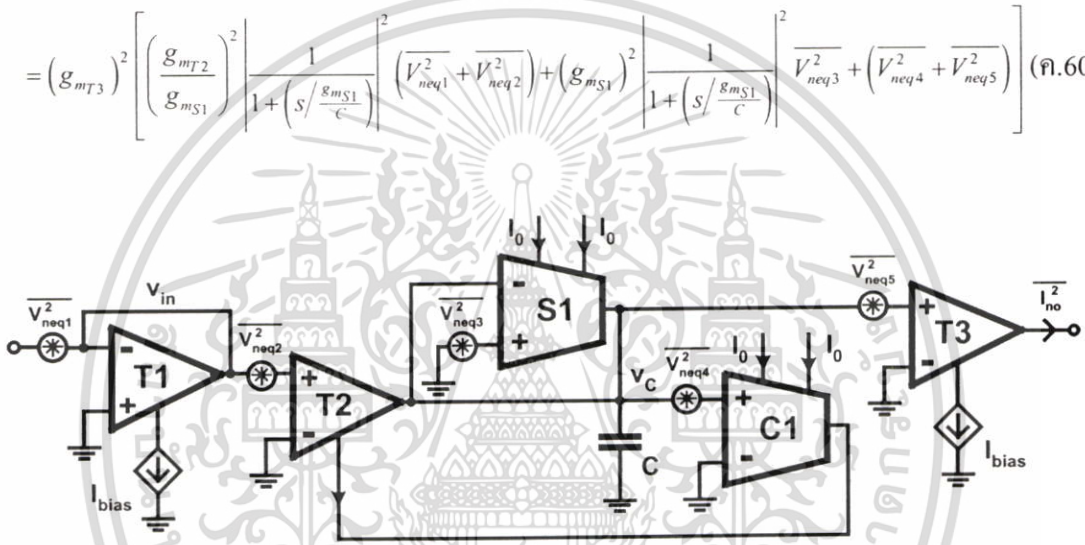
$$\overline{I_{no5}^2} = (g_{mT3})^2 \overline{V_{neq5}^2} \quad (ค.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์แสดงด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$\overline{I_{no}^2} = \sum_{i=1}^5 \overline{I_{noi}^2} \tag{ค.59}$$

$$\begin{aligned} \overline{I_{no}^2} &= \left(\frac{g_{mT2} g_{mT3}}{g_{mS1}} \right)^2 \left| \frac{1}{1 + (s/\frac{g_{mS1}}{C})} \right|^2 \left(\overline{V_{neq1}^2} + \overline{V_{neq2}^2} \right) + (g_{mS1} g_{mT3})^2 \left| \frac{1}{1 + (s/\frac{g_{mS1}}{C})} \right|^2 \overline{V_{neq3}^2} + (g_{mT3})^2 \left(\overline{V_{neq4}^2} + \overline{V_{neq5}^2} \right) \\ &= (g_{mT3})^2 \left[\left(\frac{g_{mT2}}{g_{mS1}} \right)^2 \left| \frac{1}{1 + (s/\frac{g_{mS1}}{C})} \right|^2 \left(\overline{V_{neq1}^2} + \overline{V_{neq2}^2} \right) + \left(g_{mS1} \right)^2 \left| \frac{1}{1 + (s/\frac{g_{mS1}}{C})} \right|^2 \overline{V_{neq3}^2} + \left(\overline{V_{neq4}^2} + \overline{V_{neq5}^2} \right) \right] \tag{ค.60} \end{aligned}$$

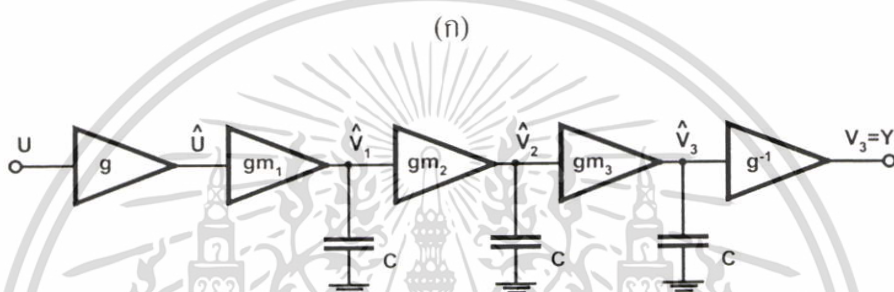
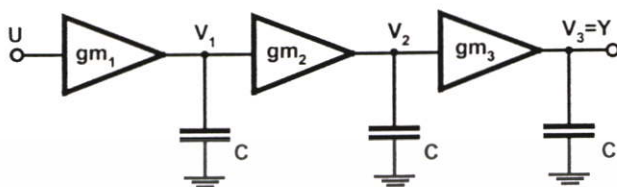


รูปที่ ค.5 วงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งกับแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน

จากสมการที่ (ค.60) ช่วยให้เราทราบได้ว่าปริมาณความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์มีความสัมพันธ์กับค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ซึ่งค่าของทรานส์คอนดักแตนซ์มีความสัมพันธ์กับขนาดของกระแสไบอัสในวงจรจากสมการที่ (ค.10) และ (ค.12) สรุปได้ว่าปริมาณความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรกรองแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์เป็นฟังก์ชันกับกระแสไบอัสคงที่ภายในวงจรคือ เมื่อกระแสไบอัสมีปริมาณมากก็เป็นผลให้ปริมาณความหนาแน่นสเปกตรัมสัญญาณรบกวนกระแสเอาต์พุตของวงจรมีปริมาณมากขึ้นเช่นกัน ยิ่งกว่านั้นจะสังเกตได้ว่าในช่วงความถี่ผ่านของวงจรกรองสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq3}^2}$ จะส่งผลกระทบต่อวงจรกรองมากที่สุดและเมื่อพิจารณาสัญญาณรบกวนที่เกินกว่าช่วงความถี่ผ่านของวงจรกรองสัญญาณรบกวนจากแหล่งจ่ายสัญญาณรบกวน $\overline{V_{neq4}^2}$ และ $\overline{V_{neq5}^2}$ จะส่งผ่านผลกระทบต่อวงจรกรองมากที่สุดซึ่งถูกขยายส่งผ่านไปยังเอาต์พุตโดยตรง

ภาคผนวก ง.

- วิเคราะห์หาตัวแปรสถานะใหม่ของวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซัลลาบิก



รูปที่ ง.1 ก) ระบบเชิงเส้นทั่วไป ข) ระบบที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณ

พิจารณาวิเคราะห์รูปที่ ง.1 ก) ซึ่งเป็นระบบเชิงเส้นทั่วไป ดังนี้

$$V_1 = gm_1 U \tag{ง.1}$$

$$V_2 = gm_2 V_1 \tag{ง.2}$$

$$V_3 = gm_3 V_2 \tag{ง.3}$$

พิจารณาวิเคราะห์รูปที่ ง.1 ข) ซึ่งเป็นระบบที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณเปรียบเทียบกับระบบเชิงเส้นทั่วไปเพื่อหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าพารามิเตอร์ทั้งสองระบบ แสดงความสัมพันธ์ ดังนี้

$$\hat{U} = gU \tag{ง.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{V}_1 = gm_1\hat{U} \quad (ง.5)$$

$$\hat{V}_2 = gm_2\hat{V}_1 \quad (ง.6)$$

$$\hat{V}_3 = gm_3\hat{V}_2 \quad (ง.7)$$

แทนค่าสมการที่ (ง.4) ในสมการที่ (ง.5) จะได้

$$\hat{V}_1 = gm_1(gU) \quad (ง.8)$$

แทนสมการที่ (ง.1) ในสมการที่ (ง.8) จะได้

$$\hat{V}_1 = \left(\frac{V_1}{U}\right)(gU) = gV_1 \quad (ง.9)$$

แทนสมการที่ (ง.2) และ (ง.9) ในสมการที่ (ง.6) จะได้

$$\hat{V}_2 = \left(\frac{V_2}{V_1}\right)(gV_1) = gV_2 \quad (ง.10)$$

แทนสมการที่ (ง.3) และ (ง.10) ในสมการที่ (ง.7) จะได้

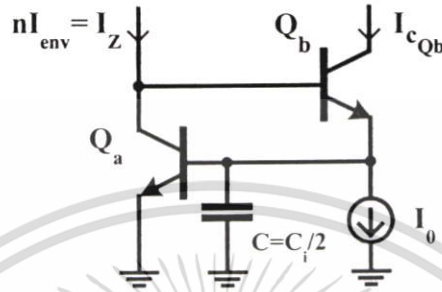
$$\hat{V}_3 = \left(\frac{V_3}{V_2}\right)(gV_2) = gV_3 \quad (ง.11)$$

ดังนั้นจากสมการที่ (ง.9) และ (ง.10) สรุปได้ว่าความสัมพันธ์ของตัวแปรสถานะระบบที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณมีค่าเท่ากับผลคูณของอัตราขยาย (g) กับตัวแปรสถานะของระบบเชิงเส้นทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก จ.

- วิเคราะห์วงจรกำเนิดกระแสชดเชยสำหรับวงจรกรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิดลาบิก



รูปที่ จ.1 วงจรกำเนิดสัญญาณกระแสชดเชย \dot{I}_z/I_z

จากรูปที่ จ.1 เป็นวงจรกำเนิดสัญญาณกระแสชดเชย \dot{I}_z/I_z [14] ซึ่งวงจรที่ได้นำเสนอเป็นครั้งแรก เมื่อให้กระแส I_z ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_a ทำให้แรงดันที่ขั้วเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_a มีค่าดังนี้

$$V_{BE_{Qa}} = V_T \ln \left(\frac{I_z - I_{cQb}}{I_s} \right) \quad (จ.1)$$

เมื่อ I_s คือ กระแสอิ่มตัวย้อนกลับ และ V_T คือ thermal voltage จากสมการกระแสคอลเลคเตอร์ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

$$I_c = \beta I_b \quad (จ.2)$$

แทนสมการที่ (จ.2) ในสมการที่ (จ.1) จะได้

$$V_{BE_{Qa}} = V_T \ln \left(\frac{I_z - (I_{cQb}/\beta)}{I_s} \right) = V_T \ln \left(\frac{I_z}{I_s} \right) \quad (จ.3)$$

เมื่อค่า $\beta \cong 100$ (จากพารามิเตอร์ของเทคโนโลยี BiCMOS 0.8 μm .) ดังนั้นกระแส I_{cQb}/β มีค่าน้อยมากเมื่อเปรียบเทียบกับกระแส I_z จึงสามารถละเลยได้ จากสมการที่ (จ.3) เป็นเอกสารเผยแพร่ที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาดูเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเช่นเดียวกัน พิจารณากระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุแสดงในสมการที่ (จ.4) ดังนี้

$$i_c = \frac{C_i}{2} \frac{d}{dt} V_{BEQa} = \frac{C_i V_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} \right) \tag{จ.4}$$

หาค่ากระแสที่ไหลทรานซิสเตอร์ Q_b ด้วยการพิจารณากระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q_a จะได้

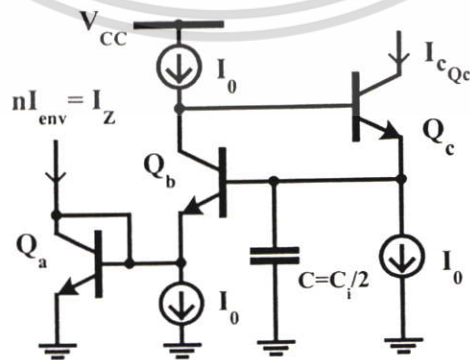
$$I_{cQb} = I_0 + \frac{C_i V_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} \right) + I_{bQa} \tag{จ.5}$$

จากสมการที่ (จ.2) แทนในสมการที่ (จ.5) จะได้

$$I_{cQb} = I_0 + \frac{C_i V_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} \right) + \frac{I_{cQa}}{\beta} = I_0 + \frac{C_i V_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} \right) + \frac{I_Z}{\beta} \tag{จ.6}$$

เมื่อ $I_{cQb} \cong I_Z$ จะสังเกตได้ว่ากระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_b ในสมการที่ (จ.6) มีเทอมกระแส I_Z/β ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อความเป็นเชิงเส้นของวงจรรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิดลาบิกอย่างมากเมื่อค่าของกระแส I_Z มีค่ามากๆ ตามสัดส่วนของขนาดอินพุตของวงจรรอง ในขณะที่อัตราขยายกระแส (β) มีค่าจำกัด

- วิเคราะห์วงจรกำเนิดกระแสชดเชยในวงจรรองที่มีการคอมแพนดส์สัญญาณแบบซิดลาบิกซึ่งลดผลกระทบของกระแส I_Z เนื่องจากค่าอัตราขยายกระแสมีค่าจำกัด



รูปที่ จ.2 วงจรกำเนิดสัญญาณกระแสชดเชย i_z/I_z ซึ่งได้ลดผลกระทบจากค่าอัตราขยายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีค่าจำกัด ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อให้กระแส I_Z ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_a ทำให้แรงดันที่ขั้วเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ Q_a จะได้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุดังนี้

$$\begin{aligned} V_C &= V_{BE_{Qa}} + V_{BE_{Qb}} \\ &= V_T \ln \left(\frac{I_Z - I_{b_{Qa}}}{I_s} \right) + V_T \ln \left(\frac{I_0}{I_s} \right) \\ &= V_T \ln \left(\frac{I_0 (I_Z - I_{b_{Qa}})}{(I_s)^2} \right) \end{aligned} \quad (จ.7)$$

จากสมการที่ (จ.2) แทนในสมการที่ (จ.7) จะได้

$$V_C = V_T \ln \left(\frac{I_Z (1 - (1/\beta)) I_0}{(I_s)^2} \right) \quad (จ.8)$$

จากสมการที่ (จ.8) พิจารณากระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ แสดงในสมการที่ (จ.9)

$$i_c = \frac{C_i}{2} \frac{d}{dt} V_C(t) = \frac{C_i V_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} \right) \quad (จ.9)$$

ดังนั้นกระแสที่ไหลทรานซิสเตอร์ Q_c แสดงในสมการที่ (จ.10)

$$\begin{aligned} I_{c_{Qc}} &= I_0 + \frac{C_i V_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} \right) + I_{b_{Qb}} \\ &= I_0 + \frac{C_i V_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} \right) + \frac{I_0}{\beta} \end{aligned} \quad (จ.10)$$

เมื่อ I_0 เป็นกระแสไบอัสคงที่ และกระแส $I_0 \gg I_0/\beta$ ดังนั้นสามารถประมาณสมการที่ (จ.10) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{cQc} \cong I_0 + \frac{C_i V_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_z}{I_z} \right) \quad (\text{จ.11})$$

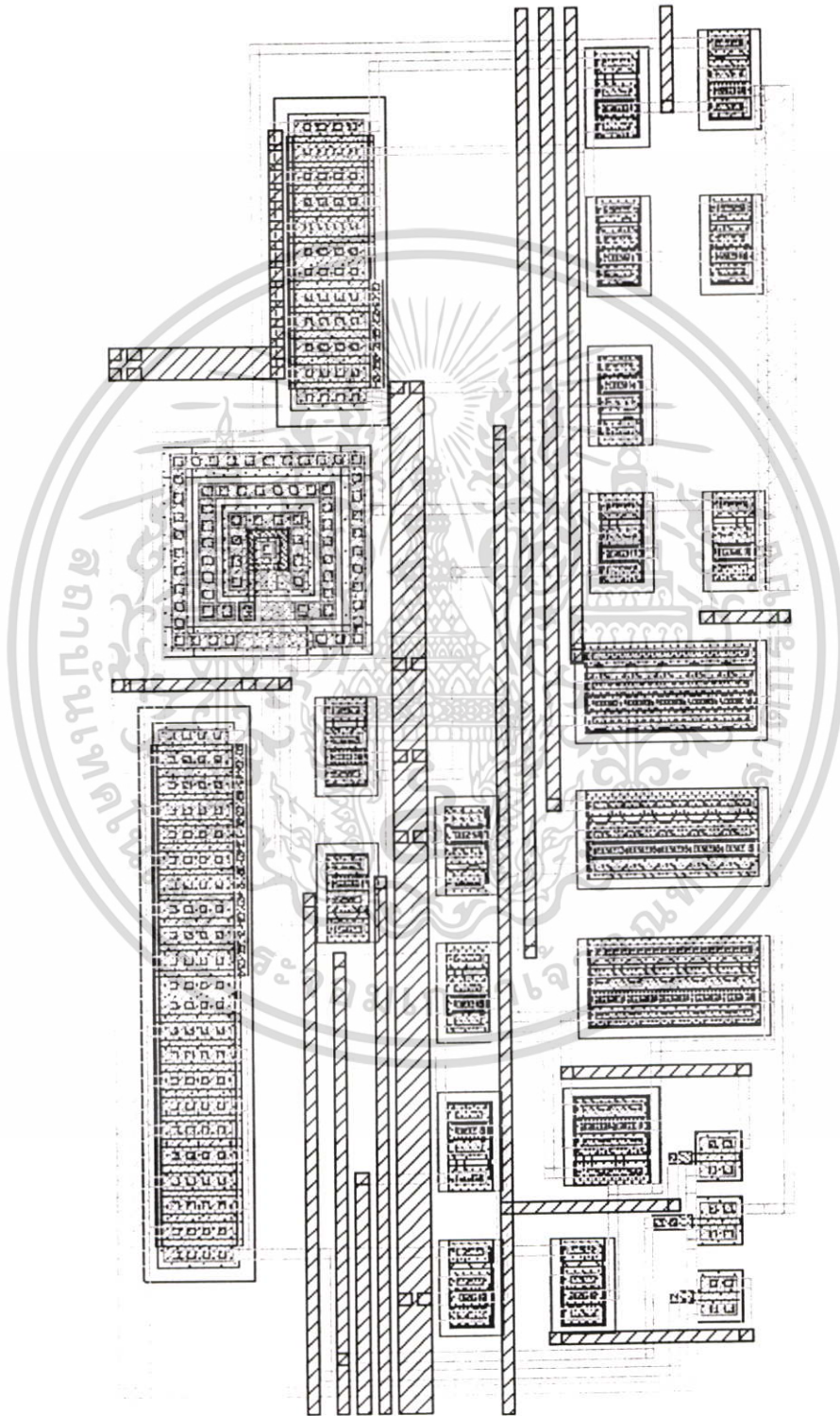
จากสมการที่ (จ.11) สรุปได้ว่าวงจรกำเนิดสัญญาณกระแสชดเชย \dot{I}_z/I_z ในรูปที่ จ.2 สามารถนำไปใช้ในการออกแบบร่วมกับวงจรกรองที่มีการคอมเพนดแบบซีสตาบิลได้ดีกว่าวงจรในรูปที่ จ.1 เพราะสามารถลดผลกระทบของอัตราขยายกระแส (β) ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้จากการเปรียบเทียบสมการที่ (จ.11) กับสมการที่ (จ.6)



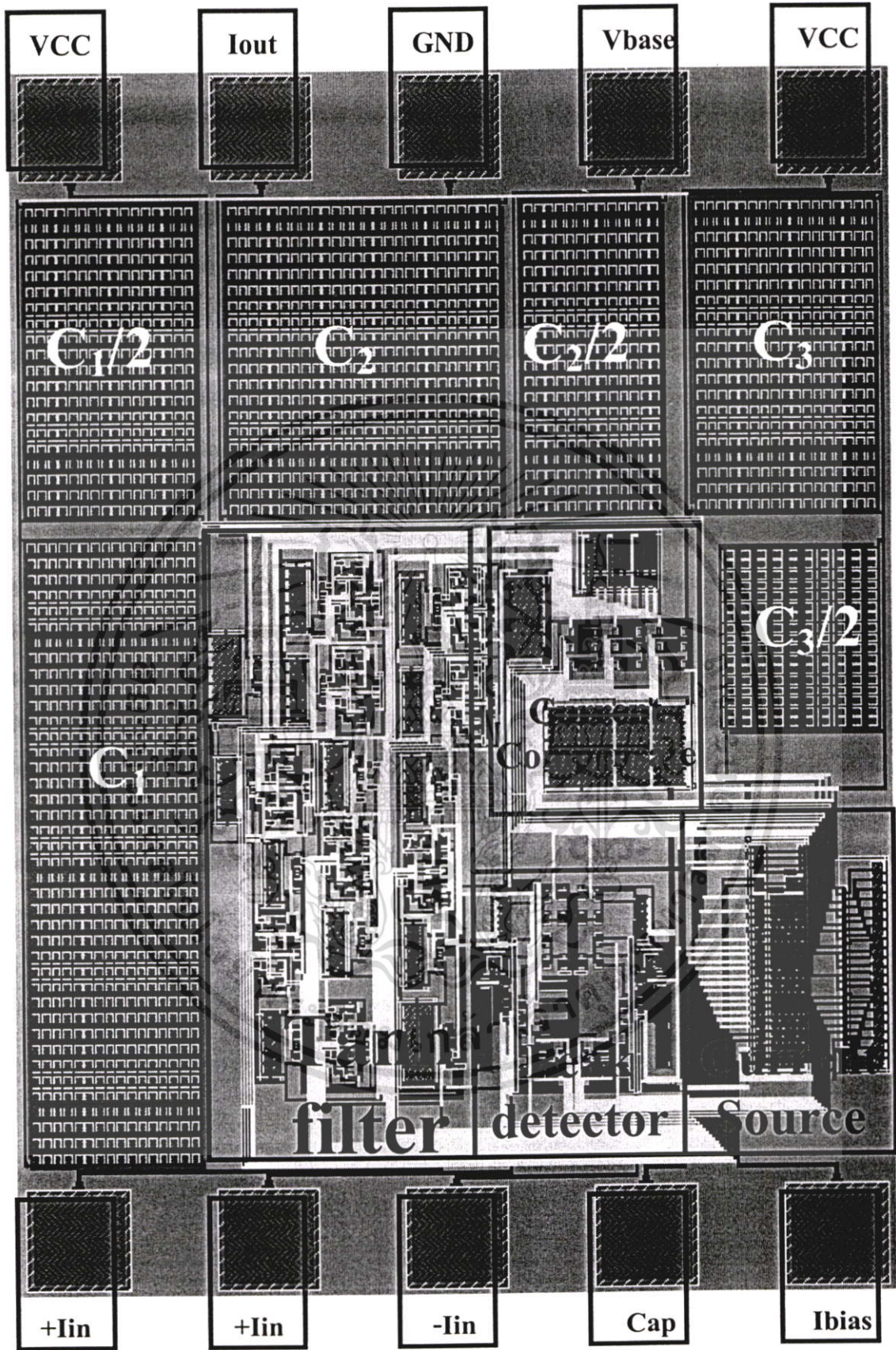
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ฉ.

การออกแบบวงจรทางกายภาพ (Layout)



เอกสารนี้รูปที่ ฉ.1 วงจรทางกายภาพของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแสแบบอินพุตด้านเดียว
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ๓.2 วงจรทางกายภาพของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยจุลทรรศน์และเครื่องมือวิทยาศาสตร์แห่งชาติ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ช.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวารสารในประเทศและต่างประเทศในวิทยานิพนธ์นี้ ประกอบด้วย 4 บทความ ดังต่อไปนี้

- พิเชษฐ ชัชวารี และ อภินันท์ ธนชยานนท์ “ วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบใหม่ ” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 (EECON-25) มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ หาดใหญ่ , 2545.
- พิเชษฐ ชัชวารี และ อภินันท์ ธนชยานนท์ “ วงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิก แทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซีสตาบิล ” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 (EECON-26) สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ , 2546.
- Pichet Chatchawaree and Apinunt Thanachayanont “A 3rd-order Elliptic Syllabic-Companding \tanh Filter ” *International Technical Conference on Circuit/Systems Computers and Communications (ITC-CSCC)* , pp. 345-348 , 2004.
- Pichet Chatchawaree and Apinunt Thanachayanont “A 3rd-order Elliptic Syllabic-Companding \tanh Filter ” *International Technical Conference 2004 (TENCON 2004) “Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering”*, pp. 376-379 , 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบแบบใหม่

A Novel Current-Mode Peak Detector

พิเชษฐ์ ชัชวารี และ อภินันท์ ธนชานนท์

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทรศัพท์: (02)326-4222 โทรสาร : (02) 7392398, Email: s4061301@kmitl.ac.th , ktapinun@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบแบบใหม่โดยใช้เทคโนโลยี BiCMOS ขนาด 0.8 ไมครอน ผลการจำลองการทำงานของวงจรโดยการใช้โปรแกรม HSPICE วงจรสามารถตรวจจับค่าสูงสุดของสัญญาณกระแสอินพุตได้ในช่วง $30\mu\text{A}$ ถึง 1.4 mA โดยใช้วงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบแบบค่านเดียว และยังได้เสนอวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบแบบอินพุตแตกต่างที่ใช้วงจรแบบค่านเดียวสองวงจรต่อร่วมกัน

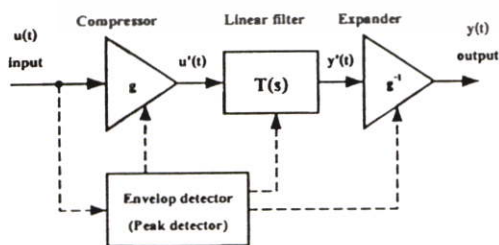
Abstract

This paper presents a novel current-mode peak detector using a $0.8\ \mu\text{m}$ BiCMOS technology. The proposed circuit comprises a log-domain lowpass filter and a current squarer. HSPICE simulation show that the circuit can detect the input peak amplitude from $30\ \mu\text{A}$ to $1.4\ \text{mA}$ with low ripple current.

Keywords : peak detectors , log-domain filter , analog circuit .

1. บทนำ

วงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณ (peak detector) ถูกใช้งานเป็นวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณ (Dynamic Biasing) สำหรับวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณ (log-domain filter) เทคนิคนี้เรียกว่า "syllabic companding" เพื่อแก้ไข SNR และ Dynamic range ของวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณ [1] ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 1 ซึ่งใช้ส่วนของ Peak detector



รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณ

"Syllabic Companding"

ปรับขนาดของส่วนตัวคูณสัญญาณ (Compressor), ตัวกรองแบบเชิงเส้น (Linear filter) และตัวแผ่ขยายสัญญาณ (Expander) ให้แปรเปลี่ยนตามขนาดของสัญญาณอินพุต

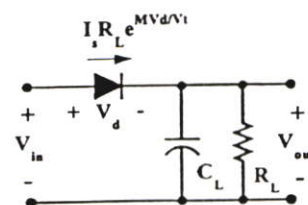
เมื่อไม่นานนี้ได้มีการนำเสนอวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบโดยใช้แนวคิดในการออกแบบมาจากวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณที่ประกอบด้วยไดโอด ตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) โดยที่ในวงจรที่นำเสนอ [1] ที่มีการใช้วงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบแบบค่านเดียว (OP-Amp) ช่วยให้การสร้างคุณสมบัติเชิงโพเนนเชียลของไดโอดเข้าใกล้คุณสมบัติมากขึ้นแต่การใช้โอปแอมป์จะทำให้เกิดผลเสีย คือ

1. โอปแอมป์ของโอปแอมป์มีผลต่อฟังก์ชันเชิงโพเนนเชียลในสมการกระแสของของไดโอดทำให้เกิดความผิดพลาดขึ้นในกรณีที่สัญญาณอินพุตมีขนาดเล็ก
2. กรณีที่ต้องการให้คุณสมบัติเชิงโพเนนเชียลของไดโอดใกล้เคียงคุณสมบัติมากขึ้นจะต้องให้อัตราขยายรูปปิดของวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบสูงเกินไปซึ่งจะส่งผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ

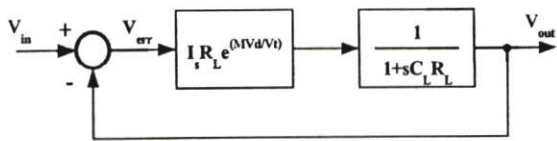
บทความนี้เสนอวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบแบบอินพุตค่านเดียวและแบบอินพุตแตกต่าง ซึ่งเหมาะสมต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบแบบค่านเดียวและแบบอินพุตแตกต่าง ร่วมกับวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบแบบค่านเดียวและแบบอินพุตแตกต่าง ส่วนที่ 2 อธิบายหลักการการทำงานของวงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบแบบค่านเดียวและแบบอินพุตแตกต่าง ส่วนที่ 3 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรที่นำเสนอ ส่วนที่ 4 กล่าวถึงบทสรุป และได้จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม HSPICE

2. หลักการทำงาน

2.1 วงจรถววจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคระแสบค่านเดียว



n)

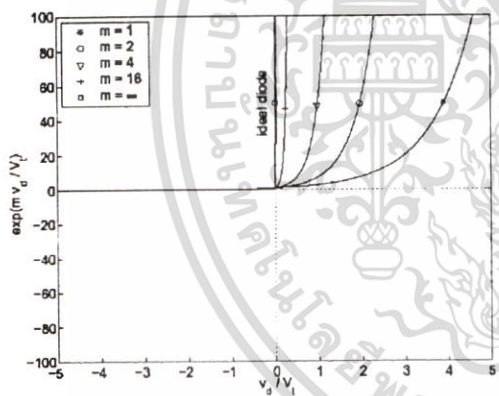


ข)

รูปที่ 2 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดแรงดัน ก) วงจร ข) บล็อกโคอะแกรม

วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดแรงดันที่ประกอบด้วยไดโอดตัวต้านทาน (R) และตัวเก็บประจุ (C) สามารถแสดงได้ในรูปที่ 1 ก) ซึ่งอธิบายได้ด้วยบล็อกโคอะแกรมดังในรูปที่ 1 ข) โดยค่า V_{err} คือผลต่างของ V_{in} กับ V_{out} ถูกส่งไปยังตัวกระทำเอ็กโพเนนเชียลและส่งต่อไปยังตัวกระทำกรองความถี่ต่ำต่อไป จากรูปที่ 2 สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$V_{out} = \frac{R_L I_s}{(1 + sC_L R_L)} \exp\left(\frac{M(V_{in} - V_{out})}{V_t}\right) \quad (1)$$



รูปที่ 3 กราฟคุณลักษณะของไดโอดชนิดรอยต่อที่เอ็น

โดยที่ค่าพารามิเตอร์ $M=1$ และ $V_{err} = V_d$ วงจรนี้จะทำการจับค่าสูงสุดของสัญญาณอินพุตเมื่อพิจารณาไดโอดในอุดมคติซึ่งแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะได้รับไบอัสตรงมีค่าเท่ากับศูนย์และจะไม่มีกระแสไหลผ่านตัวมันเมื่อไดโอดได้รับแรงดันไบอัสกลับ แต่ความเป็นจริงนั้นแรงดันที่ไดโอดไม่เท่ากับศูนย์ขณะได้รับไบอัสตรง จึงมีผลทำให้เอาท์พุทที่เป็นแรงดันไฟตรงของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณจึงมีค่าน้อยกว่าค่าสูงสุดของอินพุต จากสมการกระแสของไดโอดสัมพันธ์กับเอ็กโพเนนเชียลของแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันคือ

$$i_d = I_s \exp\left(\frac{M \cdot V_d}{V_t}\right) \quad (2)$$

เมื่อ I_s และ V_t คือ กระแสอิ่มตัวของไดโอดและ Thermal voltage ตามลำดับ โดยที่ค่าพารามิเตอร์ $M=1$ สำหรับไดโอดที่ใช้งานจริง แต่ถ้าพิจารณาจากกราฟคุณลักษณะของไดโอดในรูปที่ 3 ทำการ normalized ด้วยค่า (V_d/V_t) กับค่าพารามิเตอร์ M ที่แปรเปลี่ยนไป จะสังเกตได้ว่าเส้นกราฟจะมีความชันเข้าใกล้ไดโอดในอุดมคติมากขึ้นเมื่อค่าพารามิเตอร์ M มีค่ามากขึ้น และจะเป็นไดโอดอุดมคติเมื่อค่าพารามิเตอร์ $M = \infty$ เมื่อแทนค่าในสมการที่ (2) ดังนั้นผลของการเพิ่มค่าพารามิเตอร์ M ให้มากขึ้น สามารถแก้ไขความถูกต้องของสัญญาณเอาท์พุทในกรณีที่สัญญาณอินพุตมีขนาดเล็กได้

2.2 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบด้านเดียว

จากบล็อกโคอะแกรมในรูปที่ 1 ข) สามารถนำหลักการมาออกแบบเป็นวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณในโหมดกระแสได้ โดยส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับที่หนึ่ง สามารถสร้างได้โดยวงจรกรองความถี่ต่ำแบบบล็อกโคแมน [2] ดังนั้นสามารถนำมาสร้างบล็อกโคอะแกรมได้ดังรูปที่ 4 บล็อกโคอะแกรมในเส้นประเป็นบล็อกโคอะแกรมของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบบล็อกโคแมน [3]

$$V_{err} = V_t \ln\left(\frac{I_o}{I_{err}}\right) \quad (3)$$

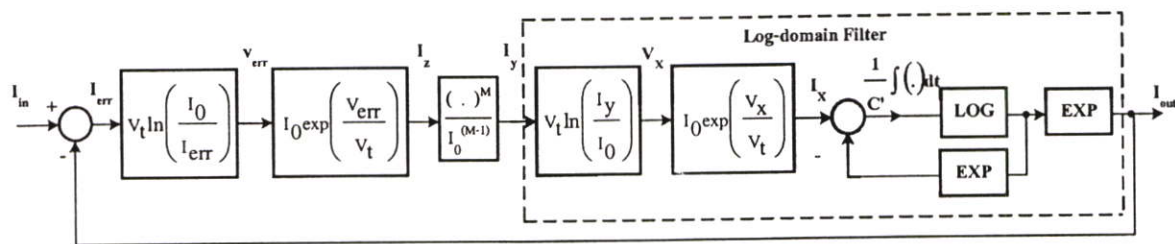
$$I_y = I_o \left(\frac{I_o}{I_{err}}\right)^M \quad (4)$$

$$V_x = V_t \ln\left(\frac{I_y}{I_o}\right) \quad (5)$$

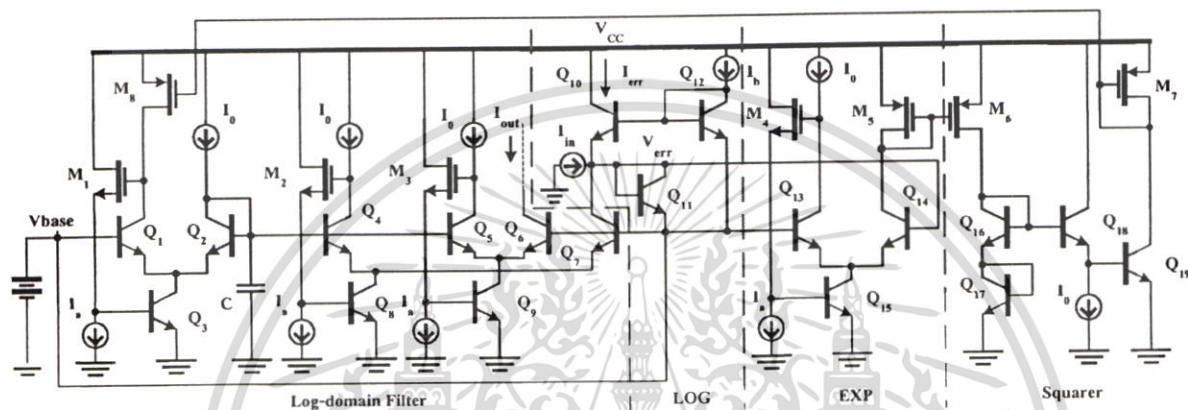
แทนสมการที่ (3) ในสมการที่ (4) และ (5) จะได้

$$I_x = I_o \exp\left(\frac{M \cdot V_{err}}{V_t}\right) \quad (6)$$

เมื่อ I_o เป็นค่าคงที่ เปรียบเทียบสมการที่ (6) กับสมการที่ (2) I_x คือกระแสที่ไหลผ่านไดโอดที่ไหลต่อไปยังตัวกรองความถี่แบบ R-C ในรูปที่ 2 ก) ส่วนกระแส I_x ในรูปที่ 4 ถูกส่งไปยังส่วนของอินทิเกรเตอร์แบบหน่วง (damping integrator) ในวงจรกรองแบบบล็อก ดังนั้นหลักการทํางานของบล็อกโคอะแกรมในรูปที่ 4 จึงเหมือนกับหลักการทํางานของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดแรงดันในรูปที่ 2 จึงสามารถนำบล็อกโคอะแกรมในรูปที่ 4 มาสังเคราะห์เป็นวงจดังในรูปที่ 5 โดยสามารถแสดงสมการกระแสเอาท์พุทของวงจรตรวจจับ



รูปที่ 4 บล็อกโคอะแกรมวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส



รูปที่ 5 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบด้านเดียวโดย M=2 (โดยวงจรถูกกำลังสอง)

ค่าสูงสุดสัญญาณ โหมดกระแส ได้ดังสมการที่ (7)

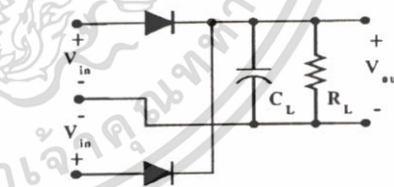
$$I_{out} = \left(\frac{I_o}{s + \frac{I_o}{CV_t}} \right) I_o \cdot \exp\left(\frac{2(V_{err} - V_{base})}{V_t} \right) \quad (7)$$

$$\omega_c = \frac{I_o}{CV_t} \quad (8)$$

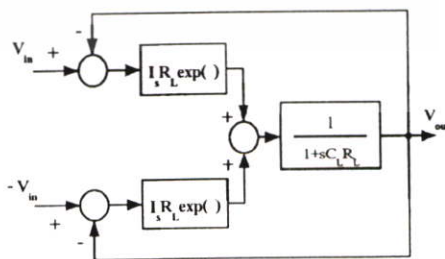
เมื่อเปรียบเทียบสมการที่ (7) กับสมการที่ (1) จะได้ว่าวงจรในรูปที่ 5 ทำงานเป็นวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสที่มีค่า M=2 และมีค่าความถี่คัทออฟ (ω_c) ดังสมการที่ (8) โดยที่ค่าความถี่คัทออฟจะเป็นค่าที่กำหนดขนาดของกระแสกระเพื่อมที่เอาต์พุต โดยที่ (ω_c) เป็นฟังก์ชันของกระแสไบอัสกับตัวเก็บประจุในสมการที่ (8) ถ้าค่า (ω_c) มีค่ามากขนาดของกระแสกระเพื่อมที่เอาต์พุตก็จะมีค่ามาก ในทางกลับกันถ้าค่า (ω_c) มีค่าน้อยขนาดของกระแสกระเพื่อมที่เอาต์พุตก็จะมีค่าน้อย

2.3 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบอินพุตแตกต่าง

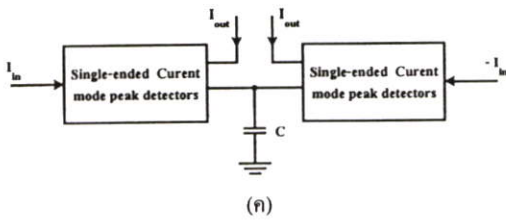
จากวงจรในรูปที่ 5 สามารถนำมาสร้างวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่างโดยโครงสร้างในรูปที่ 6



(ก)



(ข)



รูปที่ 6 วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่าง (ก) วงจรโหมคแรงดัน (ข) บล็อกโคอะแกรม (ค) วงจรโนโหมคกระแส

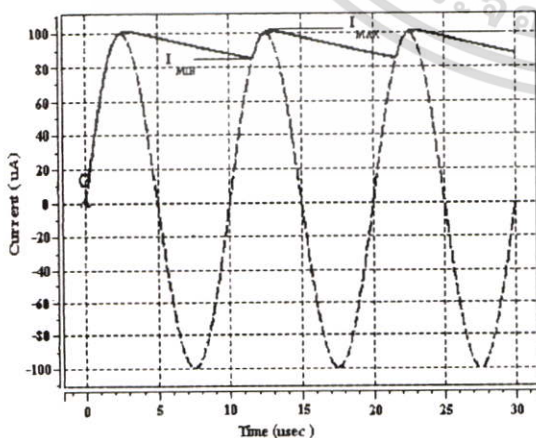
โดยที่วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่างในรูปที่ 6 (ก) เป็นโหมคแรงดันที่มีอินพุตคือ V_{in} และ $-V_{in}$ สามารถแสดงเป็นบล็อกโคอะแกรมดังรูปที่ 6 (ข) โดยค่าความแตกต่างของ V_{out} กับ V_{in} และ $-V_{in}$ ถูกส่งไปยังเอ็กโพเนนเชียลของแต่ละตัวก่อนที่จะรวมกันที่ตัวกรองความถี่ต่ำผ่านได้เป็นสัญญาณเอาท์พุต ส่วนวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่างในโหมคกระแสรูปที่ 6 (ค) สามารถสร้างได้โดยเหมือนกับวิธีในหัวข้อ 2.1 โดยใช้วงจรในรูปที่ 5 สองวงจรโดยใช้จุดร่วมที่ตัวเก็บประจุร่วมกัน

3. ผลการจำลองการทำงานของวงจร

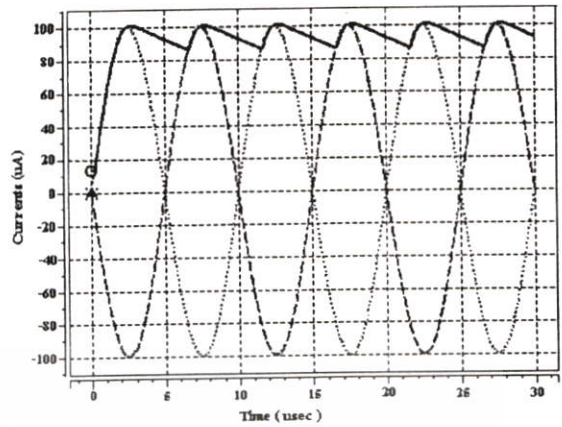
วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสในรูปที่ 5 และรูปที่ 6 ถูกจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม HSPICE โดยกำหนดให้ $V_{CC} = 2.5 V$, $V_{base} = 1.5 V$, $C = 1 nF$, $I_0 = 0.6 \mu A$ จากสมการที่ (8) จะได้ความถี่คัทออฟของวงจรรองประมาณ 4 kHz ส่วน $I_b = 50 \mu A$, $I_s = 20 \mu A$ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณซายน์ได้ผลการจำลองการทำงานดังรูปที่ 7 และ รูปที่ 8 ตามลำดับ

ตารางที่ 1 ขนาดของมอสเฟต

M_1, M_2, M_3, M_4	(W/L)=100/2
M_5, M_6, M_7, M_8	(W/L)=600/2

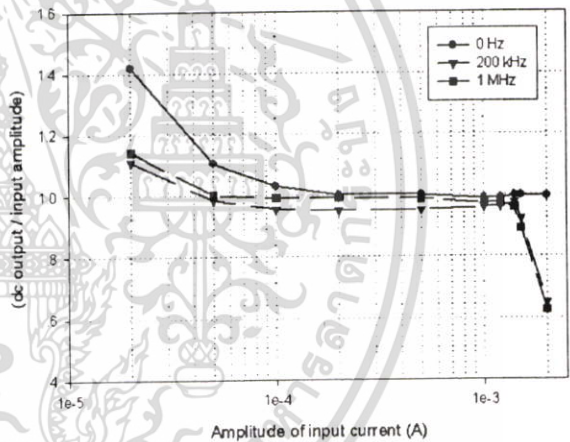


รูปที่ 7 ผลการจำลองวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสแบบด้านเดียวที่ความถี่อินพุต 100 kHz ขนาด 100 μA

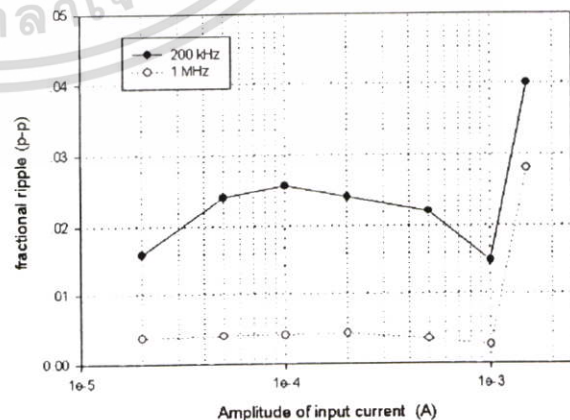


รูปที่ 8 ผลการจำลองวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสแบบอินพุตแตกต่าง ที่ความถี่อินพุต 100 kHz ขนาด 100 μA

ผลการจำลองการทำงานของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสแบบด้านเดียวเพื่อทดสอบสมรรถนะของวงจรได้ผลในรูปที่ 9 และ รูปที่ 10 ตามลำดับ



รูปที่ 9 ผลการจำลองค่าอัตราส่วนของกระแสไฟตรงที่เอาท์พุตต่อขนาดของอินพุตที่อินพุตความถี่ 0 Hz, 200 kHz, 1 MHz



รูปที่ 10 ผลการจำลองอัตราส่วนกระแสระเหิมที่เอาท์พุตต่อค่าเอาท์พุตกระแสไฟตรงโดยจำลองที่ความถี่อินพุต 200 kHz และ 1 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 (EECON-25) 21-22 พฤศจิกายน 2545 มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

รูปที่ 9 แสดงผลจำลองค่าอัตราส่วนของกระแสไฟตรงตรงต่อขนาดของกระแสอินพุตที่ความถี่ต่างๆ เพื่อหาช่วงของสัญญาณอินพุตที่สามารถใช้งานได้ (โดยค่าอัตราส่วนของเอาต์พุตกระแสตรงต่อขนาดของกระแสอินพุตควรมีประมาณค่าเท่ากับหนึ่ง โดยค่าเอาต์พุตกระแสตรงหาได้จากสมการที่ (9))

$$I_{DC} = I_{MAX} - \left(\frac{I_{MAX} - I_{MIN}}{2} \right) \quad (9)$$

เมื่อ I_{MAX} คือค่ากระแสไฟตรงที่เอาต์พุตสูงสุด และ I_{MIN} คือค่ากระแสไฟตรงที่เอาต์พุตต่ำสุด แสดงไว้ดังในรูปที่ 7 ทำการจำลองโดยปรับค่าขนาดของสัญญาณอินพุตตั้งแต่ 20 μ A ถึง 2 mA ที่ความถี่ 0 Hz , 200 kHz และ 1 MHz จากรูปจะได้ช่วงของอินพุตประมาณ 30 μ A – 1.4 mA โดยประมาณ โดยช่วงของสัญญาณอินพุตที่จริงสามารถทำงานได้คือนั้นถูกจำกัดโดยค่ากระแสไบอัสที่ตัวทรานซิสเตอร์ที่ประมาณเท่ากับ 20 μ A กับค่ากระแสตัวที่ประมาณ 1.5 mA รูปที่ 10 แสดงค่าอัตราส่วนของกระแสที่เอาต์พุตต่อค่าเอาต์พุตกระแสไฟตรง (fractional ripple(p-p) สมการที่ (10))

$$\text{Fractional ripple(p-p)} = \left(\frac{I_{R(RMS)}}{I_{DC}} \right) \quad (10)$$

$$I_{R(RMS)} = \left(\frac{I_{MAX} - I_{MIN}}{2 \cdot \sqrt{3}} \right) \quad (11)$$

เมื่อ $I_{R(RMS)}$ เป็นค่าประสิทธิผลของกระแสที่เอาต์พุตของกระแสไฟตรง ในสมการที่ (11) โดยจำลองผลที่ความถี่อินพุต 200 kHz และ 1 MHz สังเกตเห็นว่าที่ความถี่ของสัญญาณอินพุต 1 MHz จะมีผลของสัญญาณกระแสที่ต่ำกว่าที่ความถี่อินพุต 200 kHz ส่วนสัญญาณอินพุตที่ 1.5 mA วงจรเกิดการอิ่มตัวของของกระแสในวงจรจึงมีค่ากระแสที่เอาต์พุตสูงมาก

4. บทสรุป

บทความนี้นำเสนอวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสที่ปราศจากการใช้อุปกรณ์รวมในวงจร เพื่อลดปัญหาค่าอุปกรณ์แพง , ค่าออฟเซ็ทในวงจรที่เกิดจากผลของออฟแอมป์

ตารางที่ 2 สรุปเปรียบเทียบสมรรถนะของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแสแบบด้านเดียว

	บทความนี้	บทความที่ [1]
แรงจ่ายแรงดัน	$V_{CC}=2.5$ V.	$V_{CC}=2.5$ V.
พลังงานสูญเสีย	327 μ Watt	162.5 μ Watt
Input range	$\approx 30 \mu$ A – 1.4 mA	$\approx 1.4 \mu$ A – 2.8 mA
Envelope gain	1.1–0.95	1.3–1.5

5. กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ Japan International Cooperation Agency (JICA) ที่สนับสนุนเครื่องมือในการทำงานวิจัย

6. เอกสารอ้างอิง

[1] Krishnapura, N. “ Large Dynamic Range Dynamically Biased Log-Domain Filter ” ,Ph.D Thesis ,Columbia University , 2000.

[2] Punzenberger, M.; Enz, C.C. “A 1.2-V low-power BiCMOS class AB log-domain filter” Solid-State Circuits, IEEE Journal of , Volume: 32 Issue: 12 , Dec. 1997 ,Page(s): 1968 –1978

[3] Perry, D., Roberts, G.W. “The design of log-domain filters based on the operational simulation of LC ladders ” Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on , Volume: 43 Issue: 11, Nov. 1996 ,Page(s): 763 –774



พิชญ์ ชัยวาริ สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ.2543 ปัจจุบันกำลังศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สนใจงานวิจัยเกี่ยวกับการออกแบบวงจรรวม การออกแบบกรองความถี่ในโหมดกระแสด้วยเทคนิคสีกโดเมนและวงจรรานส์ลิเนียร์







อนันท์ รณยานนท์ สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี-โท และเอก สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ จากอิมพีเรียลคอลเลจ มหาวิทยาลัยลอนดอน ในปี พ.ศ.2538 และ 2542 ตามลำดับ, พ.ศ.2542-ปัจจุบัน ดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ตั้งแต่ปี 2542 ทำงานวิจัยทางด้านกรองความถี่แบบวงจรรวม สำหรับการนำไปใช้งานในระบบสื่อสารและทางชีวภาพการแพทย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่าการประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 25 (EECON-25) 21 - 22 พฤศจิกายน 2545 มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26
26th Electrical Engineering Conference

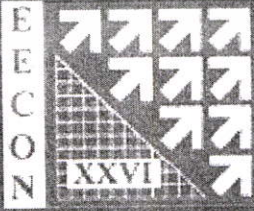
Volume III
สาขาบทความ
- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)
- ไฟฟ้าสื่อสาร (GM)



6-7 พฤศจิกายน 2546
โรงแรมโกลเด้นแชนด์ ชะอำ จ.เพชรบุรี

ดำเนินการจัดประชุมโดย
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและสหวิทยาเขตในท้องถิ่นแห่งอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิลลาบิก

Syllabic-Companding \tanh Filters

พิเชษฐ์ ชัชวารี และ อภินันท์ ธนชยานนท์

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520

โทรศัพท์: (02) 737-3000 ext 3309 , www.kmitl.ac.th/mrd , Email: s4061301@kmitl.ac.th , ktapinun@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้เสนอวงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิลลาบิกแบบใหม่เพื่อให้ได้วิสัยพลวัตกว้างและการสูญเสียพลังงานต่ำ ผลการจำลองการทำงานของวงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์โดยใช้โปรแกรม Spectre แสดงค่าวิสัยพลวัตอินพุตของวงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่ 83.6 dB. โดยใช้เทคโนโลยี BiCMOS ขนาด 0.8 ไมครอน ค่าพลังงานสูญเสียเพียง 3.21 mW. และมีสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุท 16.96 nA_{rms}

Abstract

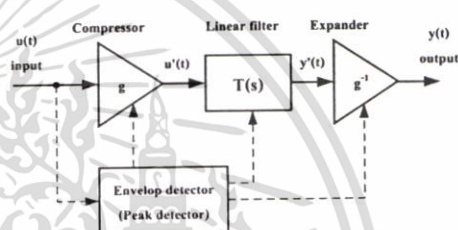
This paper presents a new syllabic companding \tanh filter for wide dynamic range and low power dissipation. Spectre simulation show that the input range of the filter is 83.6 dB has been designed in a 0.8 μm BiCMOS technology. In its quiescent condition, the filter consumes 3.21 mW and has an output noise of 16.96 nA_{rms}.

Keywords : Syllabic-Companding, \tanh filter , analog circuit .

1. บทนำ

การบีบอัดสัญญาณแบบซิลลาบิก (Syllabic companding) เป็นเทคนิคที่ใช้สำหรับการออกแบบวงจรรองความถี่เพื่อให้ได้วิสัยพลวัตกว้าง (Wide dynamic range) และการสูญเสียพลังงานต่ำ รูปที่ 1. แสดงหลักการพื้นฐานของวงจรรองความถี่ที่ใช้เทคนิค Syllabic companding [1] โดยที่วงจรรองความถี่แบบเชิงเส้น (Linear filter) แทรกอยู่ระหว่างวงจรรองความถี่ที่มีอัตราขยาย g และ g^{-1} แต่ยังคงได้ฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรรองความถี่ดั้งเดิม คือ $g \cdot T(s) \cdot (g^{-1}) = T(s)$ ดังนั้นอัตราขยาย g สามารถถูกปรับเปลี่ยนได้ เช่นอัตราขยาย g ถูกปรับเปลี่ยนเพื่อให้ความเหมาะสมกับอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุท (Signal-to-Noise Ratio :SNR) ของวงจรรองความถี่เอง โดยที่อัตราขยาย g ถูกควบคุมผ่านการใช่วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณ (Peak detector) นั้นเอง กล่าวคือ อัตราขยาย g เป็นสัดส่วนผกผันกับขนาดของสัญญาณอินพุทของระบบ คือ สำหรับสัญญาณอินพุทที่มีขนาดเล็ก อัตราขยาย g จะมีขนาดมากเป็นผลให้ $u'(t)$ มีขนาดใหญ่มากขึ้นก่อนส่งไปยังวงจรรองความถี่แบบเชิงเส้นและยังเหมาะสมกับสัญญาณรบกวนของวงจรรองความถี่แบบเชิงเส้นที่ต้องการ และสำหรับสัญญาณ

อินพุทที่มีขนาดใหญ่อัตราขยาย g จะน้อยมาก (หรือถูกลดทอนลง) เป็นผลให้ $u'(t)$ มีขนาดไม่ใหญ่มากเกินไปจนทำให้วงจรรองความถี่แบบเชิงเส้นเกิดการอิ่มตัว ดังนั้นเป็นผลให้ SNR ที่เอาท์พุทของระบบยังคงประมาณคงที่ตลอดวิสัยพลวัต (Dynamic range) ของสัญญาณอินพุท



รูปที่ 1. บล็อกไดอะแกรมของวงจรรองความถี่เทคนิค

"Syllabic Companding"

บทความนี้เสนอวงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิลลาบิกซึ่งเหมาะสมต่อการนำไปสร้างเป็นวงจรรวม วงจรที่นำเสนอประกอบด้วยวงจรรองความถี่ค่าสูงสุดสัญญาณโหมครและ [2] ร่วมกับวงจรรองความถี่ต่ำผ่านแบบไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ ส่วนที่ 2 อธิบายหลักการการทำงานของวงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิลลาบิก ส่วนที่ 3 แสดงผลการจำลองการทำงานของวงจรรองความถี่ที่นำเสนอ ส่วนที่ 4 กล่าวถึงผลจำลองการทำงานของวงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์โดยใช้โปรแกรม Spectre และบทสรุป

2. หลักการทำงาน

2.1 วงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์

วงจรรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ได้ถูกเสนอโดย D.R. Frey [3] โดยส่วนเอาท์พุทประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ต่อร่วมกันแบบคู่ความแตกต่าง (Differential pair) แสดงในรูปที่ 2. เป็นที่รู้กันดีว่าฟังก์ชันส่งผ่าน V-I ของ Differential pair เป็นฟังก์ชันไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์แสดงในสมการที่ (1)

$$I_{out} = I_{dc} \tanh \frac{V_{cap}}{2V_T} \quad (1)$$

เมื่อ V_T คือ Thermal voltage สามารถเขียนสมการกระแสของตัวเก็บประจุ (C) ได้ดังแสดงในสมการที่ (2)

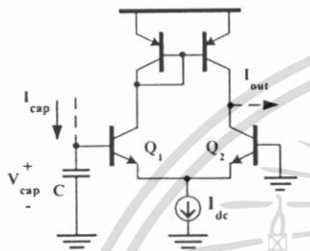
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 (EECON-26) 6-7 พฤศจิกายน 2546 สทพ. ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตของเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{cap} = 2CV_T \frac{I_{dc} \dot{I}_{out}}{(I_{dc} + I_{out})(I_{dc} - I_{out})} \quad (2)$$

จากสมการที่ (2) เมื่อ $\left(\frac{d}{dt} I_{out} = \dot{I}_{out}\right)$ แสดงในรูปแบบของสมการ

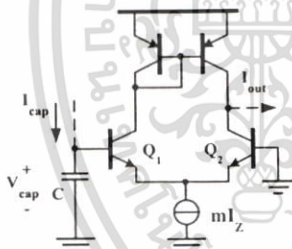
อนุพันธ์เชิงเส้น (Linear derivative) ได้ดังแสดงในสมการที่ (3)

$$2CV_T I_{dc} \dot{I}_{out} = I_{cap} (I_{dc} + I_{out})(I_{dc} - I_{out}) \quad (3)$$



รูปที่ 2. ส่วนเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์

2.2 วงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิดลาบิก



รูปที่ 3 ส่วนเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิดลาบิก

เมื่อให้ส่วนเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ในรูปที่ 2. มีกระแสไบอัสเปลี่ยนเป็น mI_z ซึ่งเป็น Time-varying กับสัญญาณที่อินพุตของวงจรกรองความถี่แสดงในรูปที่ 3. โดยที่ $I_z = nI_{env}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดของสัญญาณอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรกรองความถี่และ n เป็นอัตราส่วนของการสะท้อนกระแสของ I_{env} รายละเอียดแสดงในรูปที่ 7. และ m เป็นอัตราส่วนของการสะท้อนกระแสของ I_z จากรูปแสดงสมการอนุพันธ์เชิงเส้นในสมการที่ (4)

$$2CV_T (mI_z) \dot{I}_{out} - 2CV_T I_{out} (mI_z) = I_{cap} (mI_z + I_{out})(mI_z - I_{out}) \quad (4)$$

เมื่อ $\left(\frac{d}{dt} I_z = \dot{I}_z\right)$ เปรียบเทียบสมการที่ (4) กับสมการที่ (3) สังเกต

ได้ว่า $\left(-2CV_T I_{out} (mI_z)\right)$ เพิ่มขึ้นจากสมการที่ (3) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการชดเชย (Compensate) ในสมการที่ (4) เพื่อให้เท่ากับสมการที่ (3) แสดงในวงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ในรูปที่ 4. หากฟังก์ชันส่งผ่านของวงจรกรองความถี่ด้วยการเขียนสมการ KCLs ของกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ เมื่อวงจรกรองความถี่ประกอบด้วยรูปทรานส์ลีนียร์ (Translinear) จำนวน 3 รูป โดยนิยามกระแสคอลเลคเตอร์ของ Q_3 และ Q_8 เป็น I_{p1} และ I_{p2} ตามลำดับ จะได้กระแสไบอัสของทรานซิสเตอร์คู่ความแตกต่าง $Q_3 - Q_4$ เท่ากับ $I_o + I_{p1} + I_{p2}$ ขณะที่กระแสเอาต์พุตของ $Q_3 - Q_4$ เท่ากับ $I_{cap} - I_{p1} + I_{p2} - I_X$ กระแสไบอัส I_z , mI_z เป็น Time-varying กับสัญญาณที่อินพุตของวงจรกรองความถี่ และกระแส I_X เป็นกระแสชดเชย หากค่ากระแส I_{Q3} และ I_{Q4} ได้แสดงในสมการที่ (5) และ (6)

$$I_{Q3} = \frac{1}{2} (I_o + I_{cap} + 2I_{p2} - I_X) \quad (5)$$

$$I_{Q4} = \frac{1}{2} (I_o - I_{cap} + 2I_{p1} + I_X) \quad (6)$$

พิจารณาสมการรูปทรานส์ลีนียร์ทั้ง 3 รูปได้ดังสมการที่ (7), (8) และ (9)

$$\text{Loop } Q_1 - Q_2 : (I_z - I_{in})(I_o + I_{cap} + 2I_{p2} - I_X) = (I_z + I_{in})(I_o - I_{cap} + 2I_{p1} + I_X) \quad (7)$$

$$\text{Loop } Q_3 - Q_4 : (I_o)^2 = 4I_{p1} I_{p2} \quad (8)$$

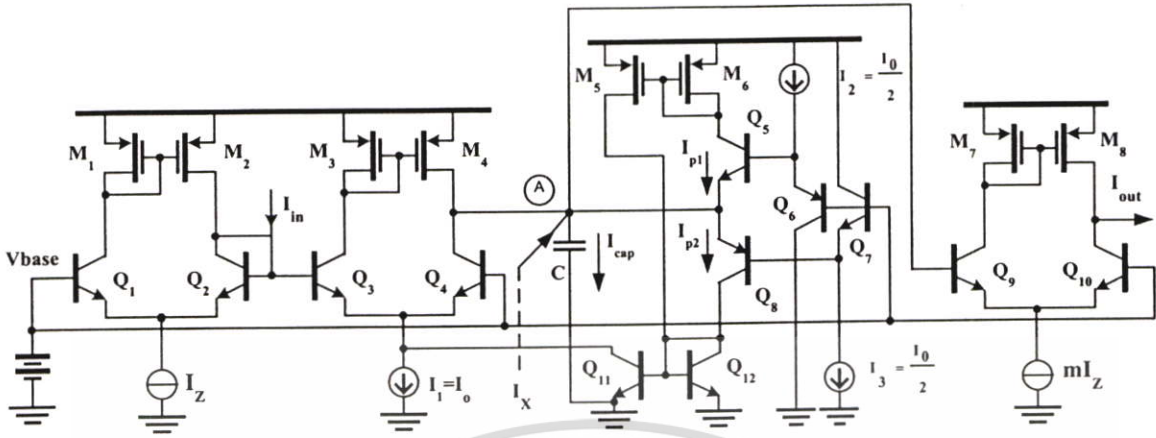
$$\text{Loop } Q_3, Q_6, Q_9, Q_{10} : I_o (mI_z - I_{out}) = 2I_{p1} (mI_z + I_{out}) \quad (9)$$

แทนค่า I_{p1} และ I_{p2} จากสมการที่ (8), (9) ในสมการที่ (7) ได้สมการที่ (10)

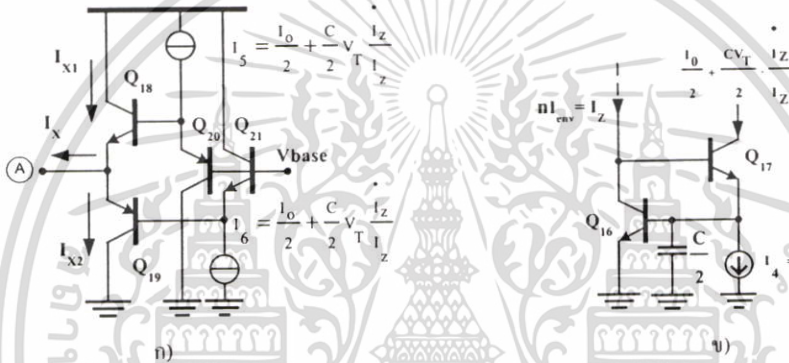
$$I_{cap} (mI_z + I_{out})(mI_z - I_{out}) + 2I_o (mI_z) I_{out} = 2m^2 I_z I_o I_{in} + I_X (mI_z + I_{out})(mI_z - I_{out}) \quad (10)$$

แทนค่าสมการที่ (4) ในสมการที่ (10) จัดสมการในรูปแบบของสมการอนุพันธ์เชิงเส้น แสดงในสมการที่ (11)

$$CV_T \dot{I}_{out} + I_o I_{out} = mI_o I_{in} + \left[CV_T I_{out} \frac{\dot{I}_z}{I_z} + \frac{I_X}{2mI_z} (mI_z + I_{out})(mI_z - I_{out}) \right] \quad (11)$$



รูปที่ 4. วงจรกรองความถี่ไฮเพอร์ไบอิกแทนเจนต์ [3] ที่มีการชดเชยด้วยกระแส I_x



รูปที่ 5. ก) วงจรที่ใช้สังเคราะห์กระแสชดเชย (I_x) ข) วงจรที่ใช้สังเคราะห์ $\frac{CV_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_z}{I_z} \right)$

จากสมการที่ (11) พบว่าสามารถแสดงความสัมพันธ์ของสมการอนุพันธ์เชิงเส้นอันดับที่หนึ่งระหว่าง I_{in} และ I_{out} ถ้ากำจัดเทอมที่อยู่ในวงเล็บให้หมดไปจะได้ค่าของกระแสชดเชย I_x แสดงในสมการที่ (12)

$$I_x = - \left(2 m I_{z \text{ out}} \right) \cdot \frac{CV_T \left(\frac{\dot{I}_z}{I_z} \right)}{(m I_z + I_{out})(m I_z - I_{out})} \quad (12)$$

จากสมการที่ (12) สามารถสังเคราะห์หาค่ากระแสชดเชย I_x โดยใช้วงจรในรูปที่ 5 ก). ร่วมกับวงจรในรูปที่ 5 ข). พิจารณารูปที่ 5. ก) มีสมการลูปทรานซิสเตอร์จำนวน 2 ลูป ของทรานซิสเตอร์ Q_9 - Q_{10} และ Q_{18} - Q_{21} แสดงในสมการที่ (13) และ (14)

Loop $Q_9, Q_{10}, Q_{18}, Q_{20}$: $I_{X1}(m I_z + I_{out}) = I_5(m I_z - I_{out})$ (13)

Loop Q_{18} - Q_{21} : $I_5 \cdot I_6 = I_{X1} \cdot I_{X2}$ (14)

หาค่ากระแสชดเชย $I_x = I_{X1} - I_{X2}$ และ $I_5 = I_6$ แสดงในสมการที่ (15)

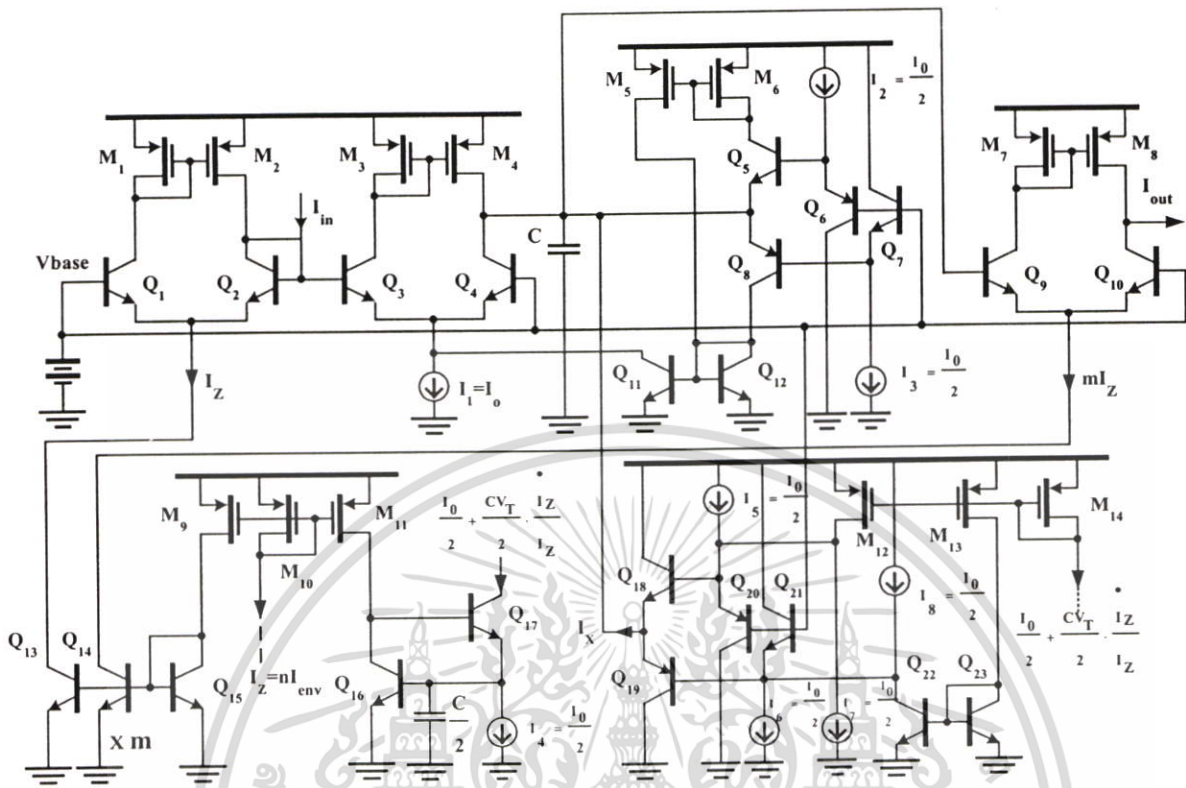
$$I_x = \frac{4 m I_{z \text{ out}}}{(m I_z + I_{out})(m I_z - I_{out})} \cdot I_5 \quad (15)$$

พิจารณารูปที่ 5. ข) เป็นวงจรที่ได้นำเสนอเป็นครั้งแรกใน [4] เมื่อให้กระแส I_z ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_{16} ทำให้แรงดันที่ขั้วเบส-อิมิตเตอร์ของ Q_{16} เป็น $V_{BE_{Q16}} = V_T \ln(I_z / I_s)$ ซึ่งเป็นแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทำให้เกิดกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ แสดงในสมการที่ (16) เมื่อ I_s คือ กระแสอิ่มตัวของไดโอด

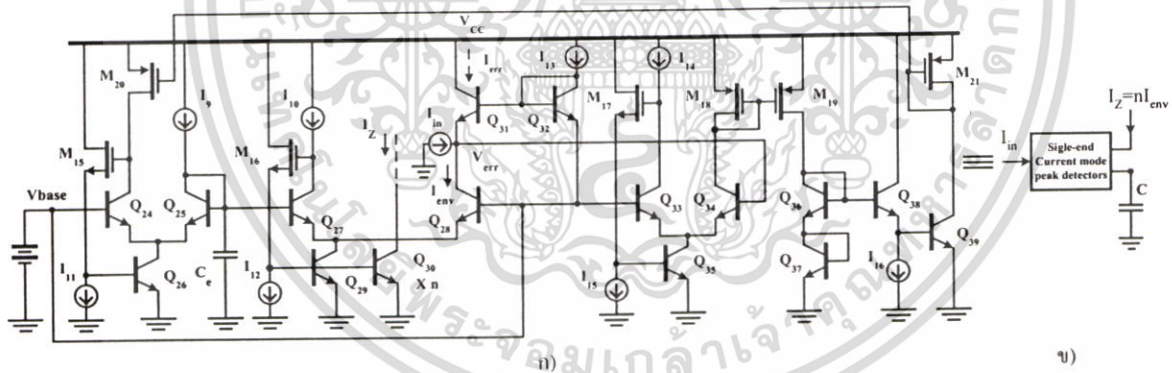
$$i_c = \left(\frac{C}{2} \right) \frac{d}{dt} V_{BE_{Q16}} = \frac{CV_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_z}{I_z} \right) \quad (16)$$

โดยที่ $I_4 = I_0/2$ เป็นกระแสไบอัสให้กับทรานซิสเตอร์ Q_{17} ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_{17} แสดงในสมการที่ (17)

$$I_{Q17} = \frac{I_0}{2} + \frac{CV_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_z}{I_z} \right) \quad (17)$$



รูปที่ 6. วงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซัลลาบิก (Syllabic-Comping)



รูปที่ 7. ก) วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสด้านเดียว [2] ข) สัญลักษณ์ของวงจร

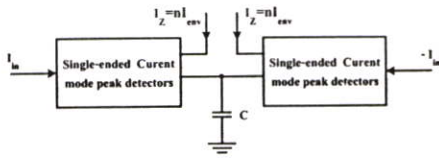
จากสมการที่ (17) ให้ $I_{Q17} = I_5 = \frac{I_o}{2} + \frac{CV_T}{2} \left(\frac{\dot{I}_Z}{I_Z} \right)$ แทนในสม

การที่ (15) และในสมการที่ (11) จะได้สมการอนุพันธ์เชิงเส้นอันดับที่หนึ่งระหว่าง I_{in} และ I_{out} แสดงในสมการที่ (18)

$$CV_T \dot{I}_{out} + 2I_o I_{out} = mI_o I_{in} \quad (18)$$

$$\omega_c = 2 \frac{I_o}{CV_T} \quad (19)$$

เมื่อ ω_c คือ ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซัลลาบิก โดยที่วงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซัลลาบิกสามารถสังเคราะห์อย่างสมบูรณ์ด้วยการนำวงจรในรูปที่ 6. คู่ร่วมกับวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกต่างโหมคกระแสด้านเดียวในรูปที่ 8. ที่นำเอาวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมคกระแสด้านเดียวในรูปที่ 7. คู่ร่วมกันที่โนดตัวเก็บประจุ (C) เพื่อเป็นวงจรไบอัสกระแสให้กับวงจรกรองความถี่ได้ทั้งขณะที่ระดับสัญญาณอินพุตของวงจรกรองความถี่มีค่าเป็นบวกและลบ



รูปที่ 8. วงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณแบบอินพุตแตกค่างโหมดกระแส

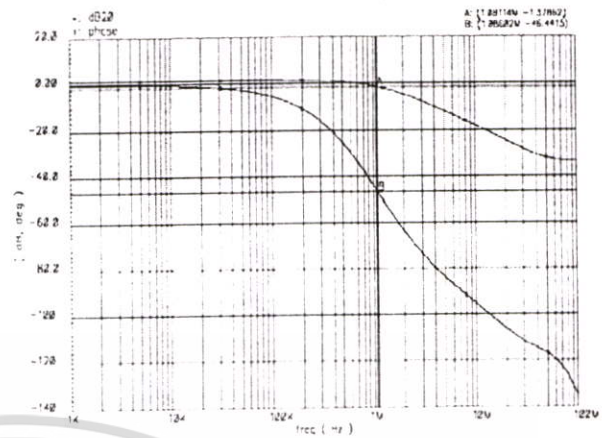
3. ผลการจำลองการทำงานของวงจร

วงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิดลาบิกในรูปที่ 6. คู่ร่วมกับวงจรตรวจจับค่าสูงสุดแบบอินพุตแตกค่างในรูปที่ 8. ถูกจำลองการทำงานโดยโปรแกรม Spectre ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานแสดงในตารางที่ 1.

ตารางที่ 1. ค่าของอุปกรณ์ที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

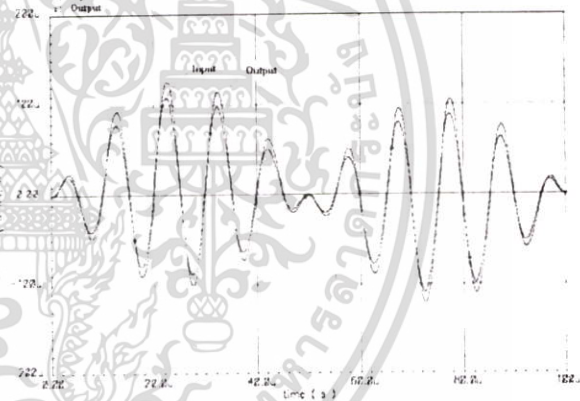
แรงจ่ายแรงดัน	$V_{CC} = 3 \text{ V}, V_{base} = 1.5 \text{ V}$
ตัวเก็บประจุ C, C_c	500 pF
I_1	60 μA
I_2, I_3	50 μA
I_3, I_6	15 μA
I_4, I_7, I_8	50 μA
I_9, I_{10}	1 μA
I_{11}, I_{12}, I_{15}	5 μA
I_{13}, I_{15}	30 μA
I_{14}	10 μA
M_1, M_2, M_3, M_4	(W/L)=240/2.4
M_5, M_6	(W/L)=120/2.4
M_7, M_8	(W/L)=600/2.4
$M_9, M_{10}, M_{11}, M_{12}, M_{13}, M_{14}$	(W/L)=200/2.4
M_{15}, M_{16}, M_{17}	(W/L)=100/1
$M_{18}, M_{19}, M_{20}, M_{21}$	(W/L)=300/1
อัตราส่วนของการสะท้อนกระแส m, n	2, 1.5
3 dB BW : syllabic-comparing \tanh filter	$\approx 1.45 \text{ MHz}$
ความถี่คัทออฟของวงจรตรวจจับค่าสูงสุดสัญญาณโหมดกระแส (รูปที่ 8.)	$\approx 12 \text{ KHz}$

จากการจำลองการทำงานของวงจรกระแสไบอัส I_2, I_3, I_5, I_6 ไม่สามารถปรับให้เท่ากับ $I_1/2 = I_0/2 = 30 \mu\text{A}$ ได้เพราะความไม่สมมาตรของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN และ PNP เป็นผลให้ความถี่คัทออฟของวงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิดลาบิกเคลื่อนไปจากที่คำนวณในสมการที่ (19) ซึ่งคำนวณได้ $\approx 1.45 \text{ MHz}$ ส่วนค่าที่วัดได้จากการจำลองการทำงานของผลตอบทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับ 1.08 MHz และค่าเฟสเท่ากับ -46.4 องศา แสดงในรูปที่ 9.



รูปที่ 9. ผลตอบสนองทางความถี่ของสัญญาณเอาต์พุต

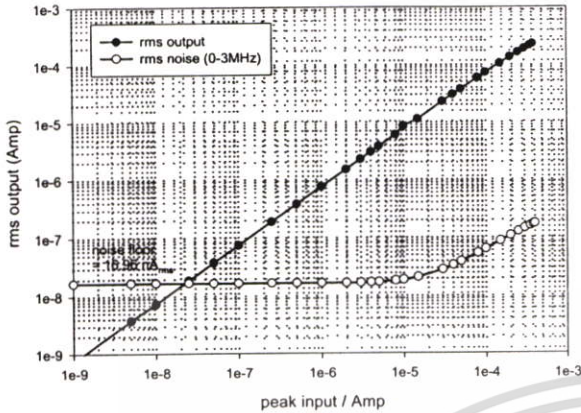
รูปที่ 10. เป็นผลตอบสนองทางเวลาของสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตพบว่าอินพุตมีความเป็นเชิงเส้นกับเอาต์พุต แสดงว่าวงจรสามารถทำงานอย่างถูกต้องเมื่อมีการเปลี่ยนขนาดอินพุตไปที่ระดับต่าง ๆ



รูปที่ 10. ผลตอบสนองทางเวลาสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์ที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิดลาบิก

รูปที่ 11. เป็นการวัดค่า rms (Root-Means-Square) ของสัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตเปรียบเทียบกับขนาดของสัญญาณอินพุต โดยค่าความหนาแน่นของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตถูกอินทิเกรตจาก 0-3MHz ได้เป็นค่า rms ของสัญญาณรบกวน ซึ่งค่าของอินพุตที่ 300 μA_{pk} เป็นค่ากระแสอินพุตที่มากที่สุดที่ยังคงความผิดเพี้ยนที่เอาต์พุตมากกว่า 30 dB วัดค่าสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตเท่ากับ 144.2 nA_{rms} และลดลงเป็นสัดส่วนกับขนาดของสัญญาณอินพุต จนกระทั่งขนาดสัญญาณอินพุตต่ำกว่า 18.5 μA_{pk} ซึ่งเป็นค่ากระแสคัทออฟที่วงจรตรวจจับสัญญาณสูงสุดควับได้ส่งผลให้สัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตคงที่เท่ากับ 16.96 nA_{rms} เนื่องจาก 18.5 μA_{pk} เป็นค่ากระแสไบอัสคัทออฟที่ให้กับวงจร

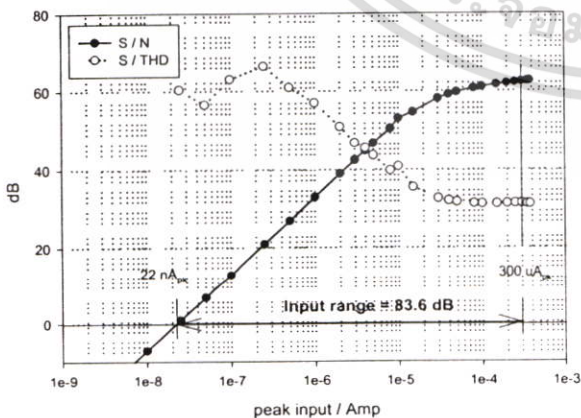
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 (ECON-26) 6-7 พฤศจิกายน 2546 สทพ. ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อสาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีงานนำไปใช้



รูปที่ 11. สัญญาณเอาต์พุตและสัญญาณรบกวน

รูปที่ 12. เป็นการวัดอัตราส่วนสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณรบกวน (signal-to-noise ratios : S/N) และอัตราส่วนสัญญาณเอาต์พุตต่อความผิดเพี้ยน (signal-to-distortion ratios : S/THD) โดยเทียบกับขนาดของสัญญาณอินพุต เมื่อขนาดสัญญาณอินพุตเท่ากับ $300 \mu A_{pk}$ ได้ค่า S/N เท่ากับ 62.42 dB หลังจากนั้นมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยจนกระทั่งที่ขนาดของสัญญาณอินพุตต่ำกว่า $18.5 \mu A_{pk}$ พบว่า S/N จะลดลง 20 dB/dec พฤติกรรมนี้เหมือนวงจรกรองความถี่เชิงเส้นแบบคั้งคิม ทำการวัดค่าความผิดเพี้ยนทางฮาร์โมนิกทั้งหมด (Total Harmonic Distortion : THD $\approx \sqrt{HD_2^2 + HD_3^2}$) ที่ขนาดสัญญาณอินพุตเท่ากับ $300 \mu A_{pk}$ ได้ค่า S/THD เท่ากับ 31.4 dB

ช่วงสัญญาณอินพุต (Input range) ของวงจรกรองความถี่นี้ถูกกำหนดโดยข้อจำกัดสองอย่างคือ S/N มากกว่า 0 dB ที่ขนาดสัญญาณอินพุต $22 nA_{pk}$ และ THD เท่ากับ 31.4 dB ที่ขนาดสัญญาณอินพุตเท่ากับ $300 \mu A_{pk}$ ดังนั้นช่วงสัญญาณอินพุตเท่ากับ 83.6 dB. แสดงในรูปที่ 12.



รูปที่ 12. อัตราส่วนสัญญาณเอาต์พุตต่อสัญญาณรบกวนและอัตราส่วนสัญญาณเอาต์พุตต่อความผิดเพี้ยน

4. บทสรุป

จากผลการจำลองการทำงานวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านไฮเพอร์โบลิกแทนเจนต์อันดับที่หนึ่งที่มีการบีบอัดสัญญาณแบบซิดลาบิก สามารถเพิ่มค่าวิสัยพลวัตของวงจรให้มีค่ามากขึ้นและการสูญเสียพลังงานต่ำลงได้ แสดงการจำลองหาค่าวิสัยพลวัตอินพุตของวงจรเท่ากับ 83.6 dB. เมื่อพลังงานสูญเสียคงที่ 3.21 mW. และมีสัญญาณรบกวนเอาต์พุต $16.96 nA_{rms}$ ที่เอาต์พุตวัดค่า S/N > 30 dB. คลอดช่วง 2 decades ของขนาดสัญญาณอินพุต และวัดค่า THD < 3% สำหรับขนาดสัญญาณอินพุตต่ำกว่า $300 \mu A_{pk}$ โดยใช้เทคโนโลยี BiCMOS ขนาด 0.8 ไมครอน

5. เอกสารอ้างอิง

[1] Tsvividis, Y.P. , Gopinathan, V. , Toth L. "Comanding in signal processing" Electronics Letters , Volume: 26 Issue: 17, 16 Aug. 1990 , Page(s):1331-1332.
 [2] พิเชษฐ ชัชวารี , อภินันท์ ธนชยานนท์ "วงจรถ่วงจับค่าสูงสุดโหมครระแสบแบบใหม่" เอกสารการประชุมวิชาการไฟฟ้าครั้งที่ 25, หน้า 16-20, มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ พ.ศ.2545
 [3] D.R. Frey, "A general class of current mode filters" in Proc. ISCAS,1993, vol.2 , pp. 1435-1438.
 [4] Mulder J., Serdijn W.A., van der Woerd A.C., van Roermund A.H.M. " A syllabic companding translinear circuit " Proc. 1997 IEEE Int. Symp. On Circuit and Systems, Hong Kong, June 1997 , pp 101-104.

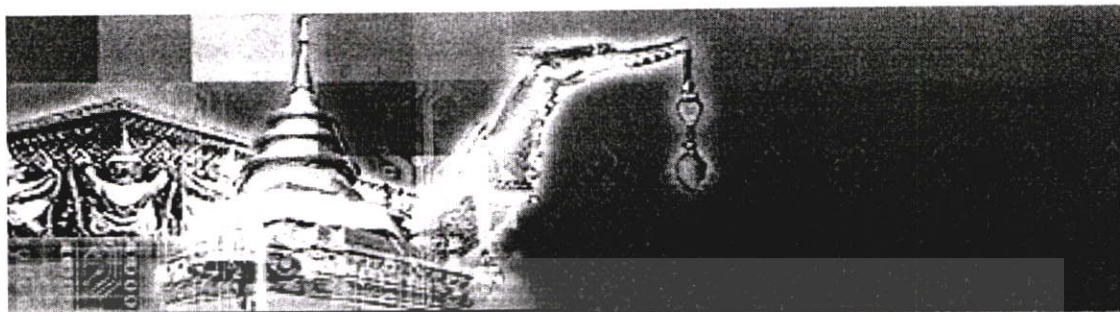


พิเชษฐ ชัชวารี สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปี พ.ศ.2543 ปัจจุบันกำลังศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง สนใจงานวิจัยเกี่ยวกับการออกแบบวงจรรวม การออกแบบกรองความถี่ในโหมครระแสบด้วยเทคนิคบล็อกโคมเพนและวงจรถานส์ลิเนียร์



อภินันท์ ธนชยานนท์ สำเร็จการศึกษาในระดับปริญญาตรี-โท และเอก สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์จากอิมพีเรียลคอลเลจ มหาวิทยาลัยลอนดอน ในปี พ.ศ.2538 และ 2542 ตามลำดับ, พ.ศ.2542-ปัจจุบัน ดำรงตำแหน่งอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ตั้งแต่ปี 2542 ทำงานวิจัยด้านการออกแบบวงจรรวมสำหรับการนำไปใช้งานในระบบสื่อสารและทางชีวภาพการแพทย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 (ECON-26) 6-7 พฤศจิกายน 2546 สทพ. ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตของเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IEEE

TENCON 2004

Conference Proceedings
Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering

21 - 24 November 2004, Chiang Mai, THAILAND

Organizer: **IEEE Thailand Section**
 Sponsored by: **IEEE Region 10**

Venue: **Lotus Hotel Pang Suan Kaew**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A 3rd-order Elliptic Syllabic-Companding *tanh* Filter

Pichet Chatchawaree and Apinunt Thanachayanont

Faculty of Engineering & Research Centre of Communication and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND
Tel: +66 2 737-3000 ext 3309, Email: s4061301@kmitl.ac.th, ktapinun@kmitl.ac.th

ABSTRACT

This paper presents a systematic design of a Syllabic-companding, 3rd-order Elliptic filter based on the non-linear hyperbolic tangent function. The proposed filter, which includes a new current-mode peak detector, is realised by using a 0.8 μm BiCMOS technology. Circuit simulation shows that the filter can achieve a maximum input dynamic range of 81.5 dB, while draining 0.8 mA quiescent current from a 3V power supply voltage.

1. INTRODUCTION

It has been shown that power dissipation of an Analog Signal Processing (ASP) circuit is directly proportional to the required signal to noise power ratio (SNR)[1]. In a conventional ASP circuit, where the noise level is constant, the desired SNR must be met at the minimum input signal level and over a large input signal range. This leads to an input dynamic range (DR) much larger than the necessary SNR, which results in a waste of energy drain in a circuit. It has been suggested that the unnecessary energy waste can be overcome by using a companding signal processor[2]. Syllabic companding is a general technique for designing systems with wide dynamic range and low power dissipation. It has been demonstrated in [3,4] that syllabic companding can be applied to enhance both SNR and DR of a conventional linear Gm-C filter.

A general block diagram of a syllabic companding filter is shown in Fig.1. A linear filter is placed between two amplifiers with gains g (Compressor) and $1/g$ (Expander). The gain of the compressor and expander are controlled by a signal which is proportional to either the input or output signal level, in this particular case, the envelope of the input signal. This is to keep the signal within the filter above the noise level and below the saturation level.

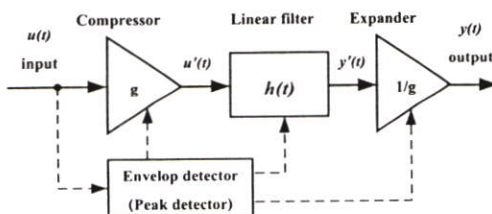


Figure1. A syllabic companding configuration.

Recently, there has been a considerable interest in syllabic companding filter[2-5]. This paper proposes a

new syllabic companding elliptic filter using a hyperbolic tangent function. Section 2 describes the design of a 3rd-order elliptic syllabic companding filter. Section 3 the circuit implementation and Section 4 describes the new current-mode peak detector using a log-domain lowpass filter and a current squarer. Simulation results are given in Section 5, while Conclusion is given in Section 6.

2. A 3rd-ORDER SYLLABIC COMPANDING ELLIPTIC FILTER

A companding filter can be derived from a linear Gm-C counterpart as described in [3]. Consider a 3rd-order linear Gm-C filter as show in Fig. 2(a), a syllabic companding counterpart can be realised by adding an input compressor and an output expander as depicted in Fig.1. The gain of the compressor and the expander are made to be dependent on the envelope of the input signal, as shown in Fig. 2(b), thus $\hat{U} = gU$, $\hat{V} = g^{-1}\hat{V}_3$. When g is inversely proportional to the input signal envelope. It can be shown that

$$\dot{V}_1 = \frac{gm_1}{C_1} U, \quad \dot{V}_2 = \frac{gm_2}{C_2} V_1, \quad \dot{V}_3 = \frac{gm_3}{C_3} V_2 \quad (1)$$

where $\dot{V}(t)$ denotes the derivative of $V(t)$ with respect to time. The modified state variables \hat{V}_1, \hat{V}_2 and \hat{V}_3 are given by

$$\hat{V}_1 = gV_1, \quad \hat{V}_2 = gV_2, \quad \hat{V}_3 = gV_3 \quad (2)$$

where $g(t)$ is a time-varying quantity.

A 3rd-order elliptic lowpass filter is chosen as a design example. The filter specifications are summarized in Table1.

Table1. A 3rd-order elliptic filter characteristics

Cutoff frequency	1 MHz
Max. Passband Ripple	0.1 dB
Min. Stopband attenuation	11 dB
Stopband/Passband edge frequency	1.4

The 3rd-order Gm-C elliptic filter prototype is shown in Fig. 3. We can write down the node equations of the circuit as show in (3)-(5).

$$C_1 \dot{V}_1 = -gm_1 V_3 + gm_{a1} V_{in} \quad (3)$$

$$C_2 \dot{V}_2 = gm_2 (V_1 - V_3) \quad (4)$$

$$C_3 \dot{V}_3 = gm_3 (V_2 - V_3) + gm_{a3} V_{in} \quad (5)$$

The node equations of the companding filter are obtained, as given by (6)-(8), by applying the modified state variables in (2) to the original node equations in (3)-(5).

$$\dot{\hat{V}}_1 = -\frac{gm_1}{C_1} \hat{V}_3 + \frac{gm_{a1}}{C_1} gV_{in} + \frac{\dot{g}}{g} \hat{V}_1 \quad (6)$$

$$\dot{\hat{V}}_2 = \frac{gm_2}{C_2} (\hat{V}_1 - \hat{V}_3) + \frac{\dot{g}}{g} \hat{V}_2 \quad (7)$$

$$\dot{\hat{V}}_3 = \frac{gm_3}{C_3} \hat{V}_2 + \left(-\frac{gm_3}{C_3} + \frac{\dot{g}}{g} \right) \hat{V}_3 + \frac{gm_{a3}}{C_3} gV_{in} \quad (8)$$

where $\dot{g}(t)$ denotes the derivative of $g(t)$ with respect to time. By choosing $g = I_z = nI_{env}$ and compensating for the term \dot{g}/g , we can write down the final node equations for the 3rd-order syllabic companding Elliptic filter as given by (9). A simplified block diagram of the 3rd-order filter circuit which satisfies the node equations in (9), is depicted in Fig. 4. The circuit implementation of each building block is described in the following section.

$$\begin{aligned} C_1 \dot{V}_1 &= 2I_{01} \left(1 + \cosh\left(\frac{V_1}{V_T}\right) \right) \left(\tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) - \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) \right) \\ &\quad - 2 \left(I_0 + \frac{C_1 V_T}{2} \frac{\dot{I}_z}{I_z} \right) \sinh\left(\frac{V_1}{V_T}\right) + 2I_0 \sinh\left(\frac{V_1}{V_T}\right) \\ C_2 \dot{V}_2 &= 2I_{02} \left(1 + \cosh\left(\frac{V_1}{V_T}\right) \right) \left(\tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right) - \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) \right) \\ &\quad - 2 \left(I_0 + \frac{C_1 V_T}{2} \frac{\dot{I}_z}{I_z} \right) \sinh\left(\frac{V_2}{V_T}\right) + 2I_0 \sinh\left(\frac{V_2}{V_T}\right) \\ C_3 \dot{V}_3 &= 2I_{03} \left(1 + \cosh\left(\frac{V_1}{V_T}\right) \right) \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) \\ &\quad - 2 \left(I_{03} + \frac{C_1 V_T}{2} \frac{\dot{I}_z}{I_z} \right) \sinh\left(\frac{V_3}{V_T}\right) \\ &\quad + 2I_{0a3} \left(1 + \cosh\left(\frac{V_3}{V_T}\right) \right) \tanh\left(\frac{V_3}{2V_T}\right) \end{aligned} \quad (9)$$

3. CIRCUIT IMPLEMENTATION

The 3rd-order Elliptic filter in Fig. 4 consists of three main building blocks, namely “T-cell”, “C-cell” [6] and “S-cell”. The implementation of each cell will be described as follows. The so-called “T-cell”, as depicted in Fig.5 is a hyperbolic tangent voltage-to-current converter and its output current is given by (10), where $V_{diff} = V_{in}^+ - V_{in}^-$ and V_T is thermal voltage.

$$i_{out} = I_b \tanh\left(\frac{V_{diff}}{2V_T}\right) \quad (10)$$

The so-called “C-cell” has an output current given by(11). It can be realised by the circuit shown in Fig.6.

$$i_{out} = 2I_b \left[1 + \cosh\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) \right] \quad (11)$$

The output current of the so-called “S-cell” is

given by (12). The “S-cell” can be realised by the circuit shown in Fig. 7.

$$i_{out} = 2I_b \sinh\left(\frac{V_{diff}}{V_T}\right) \quad (12)$$

Finally, The circuit used to generate the compensation current $\left(I_0 + \frac{C_1 V_T}{2} \frac{\dot{I}_z}{I_z} \right)$ is the same as that given in [5].

4. A CURRENT-MODE PEAK DETECTOR

In a syllabic companding *tanh* filter, a means of measuring the strength of the input signal is required. In this work, this is obtained by measuring the envelope of the input signal using a peak detector. This paper proposes a new current-mode peak detector suitable for a syllabic companding filter. The design of the proposed peak detector can be derived from the classical diode-RC circuit, as depicted in Fig. 8(a). The operation of the diode-RC peak detector can be described by the block diagram in Fig. 8(b) and its output voltage is given by

$$V_{out} = \frac{R_L I_s}{(1 + sC_L R_L)} \exp\left(\frac{M(V_{in} - V_{out})}{V_T}\right) \quad (13)$$

where I_s is the diode’s saturation current and M is unity of a real diode. Due to a non-zero voltage drop across a real diode, the DC output voltage of the circuit in Fig. 8(a) is less than the peak voltage of the input. The voltage difference can be reduced by increasing the value of M, which effectively makes the circuit emulate the characteristic of an ideal diode ($M=\infty$) more closely. As a result, the accuracy of the peak detection is high, even for small input signal level.

The peak detection of Fig. 8(b) can be identically realised in current-mode as described by a simplified block diagram in Fig.9. The output current of the current-mode peak detector is given by

$$I_{out} = \left(\frac{I_a / CV_T}{s + (I_a / CV_T)} \right) I_b \exp\left(\frac{M(V_{err} - V_{base})}{V_T}\right) \quad (14)$$

where $V_{err} = V_T \ln(I_c / I_{err})$, V_{base} is a DC bias voltage. It can be seen from (14) that the cutoff frequency of the peak detector is $\omega_c = I_a / CV_T$. The single-ended implementation of the current-mode peak detector is shown in Fig.10, where $M=2$ is obtained by a current squarer circuit.

5. SIMULATION RESULTS

A differential version of the 3rd-order elliptic syllabic-companding *tanh* filter in Fig.4 was designed and simulated using Cadence Spectre with parameters from a 0.8- μ m BiCMOS technology. In nominal operation, the circuit has the following parameters $I_0=I_{01}=I_{02}=I_{03}=5 \mu A$, $I_{0a3}=2.5 \mu A$, $C_1=60$ pF, $C_2= 50$ pF, $C_3=32$ pF, $C_4=1$ nF, $VCC =3$ V and $V_{base} =1.5$ V. The

frequency response of filter is shown in Fig.11, while Fig.12 shows the transient response of the filter. Fig. 13 shows the simulated third harmonic component and the output noise spectral density integrated up to 1.5 MHz. The cutoff frequency of the filter was set to 1 MHz, and a single test tone at a 400 kHz was used. As shown in Fig.13, the maximum input dynamic range of the filter is 81.5 dB.

6. CONCLUSIONS

A systematic design of a syllabic companding *tanh* filter, base on a Gm-C filter prototype, has been presented. The circuit employs the highly non-linear *tanh* function to realise a linear filter. Circuit simulation verifies the filter operation and evaluates the performance of the filter. The proposed 3rd-order filter can obtain a maximum input dynamic range of 81.5 dB.

7. REFERENCES

- [1] E.A.Vittoz, "Low-power design: ways to approach the limits", Plenary address *ISSCC'94*, Feb. 1994, pp.14-18.
- [2] Tsividis, Y., "Externally linear time-invariant system and their application to companding signal processing", *IEEE Trans.Circuits Syst.II*, 1997, pp.65-85
- [3] Tsividis, Y., Dandan Li, "Current-mode filters using syllabic companding", *ISCAS 1996. IEEE International Symposium on*, vol.1, May 1996, pp. 121-124.
- [4] Palaskas, G., Tsividis, Y., "Design considerations and experimental evaluation of a syllabic companding audio frequency filter", *ISCAS 2002. IEEE International Symposium on*, vol. 3, May 2002, pp:III-305-III-308.
- [5] J. Mulder, W.A. Serdijn, A.C. van der Woerd, and A.H.M van Roermund, "A syllabic companding translinear filter", *IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, (Hong Kong), June 1997 pp. 101-104.
- [6] F. Matsumoto, Y. Noguchi, "Novel Low-voltage Linear OTAs Employing Hyperbolic Function Circuits", *IEICE Trans .Fundamentals*, V.E83-A,no.6 June 2000, pp.956-964

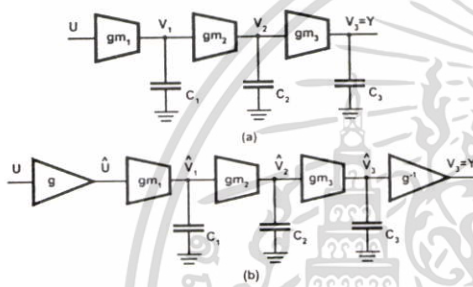


Figure 2. a) Conventional filter b) Filter with input and output companding blocks added.

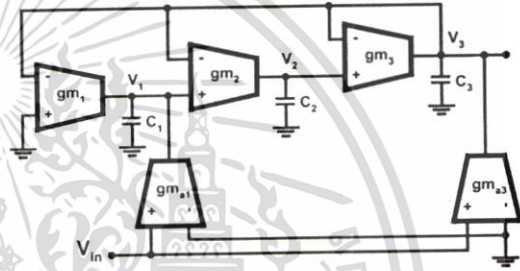


Figure 3. Third-order Elliptic gm-C filter prototype.

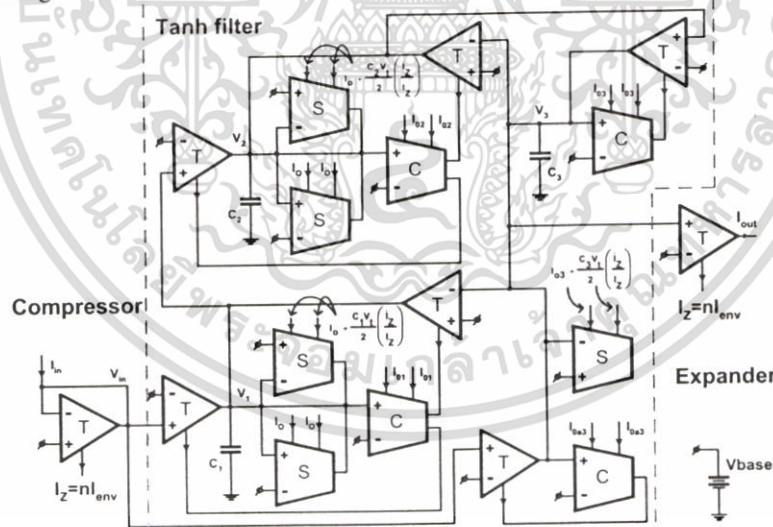


Figure 4. *Tanh* filter realization of an elliptic syllabic-companding low-pass filter.

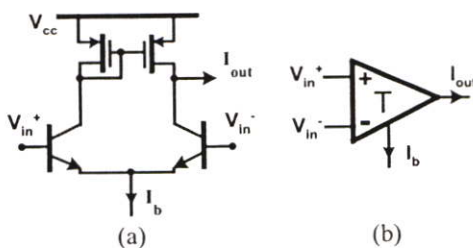


Figure 5. (a) T-cell schematic (b) T-cell symbol.

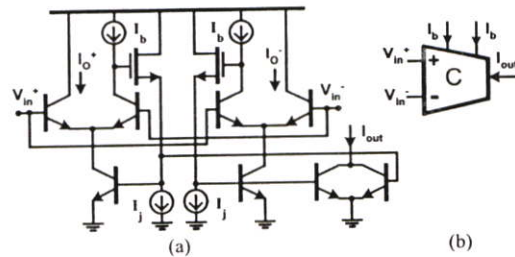


Figure 6. (a) C-cell schematic (b) C-cell symbol.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

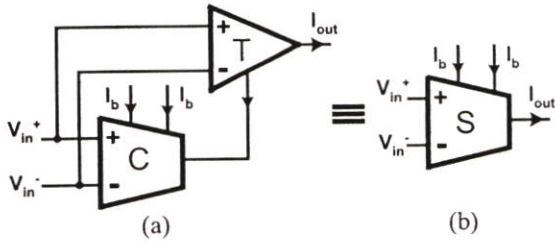


Figure 7. (a) S-cell schematic (b) S-cell symbol.

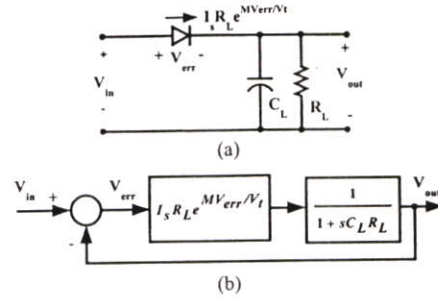


Figure 8. (a) Diode-RC peak detector (b) Block diagram.

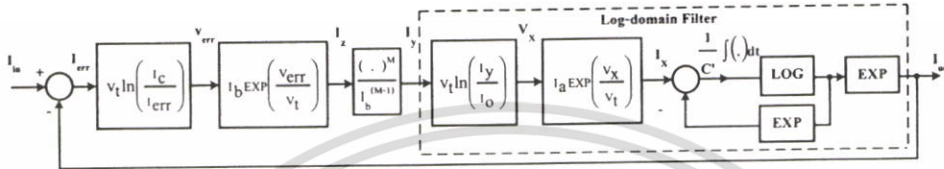


Figure 9. Block diagram of current mode peak detector.

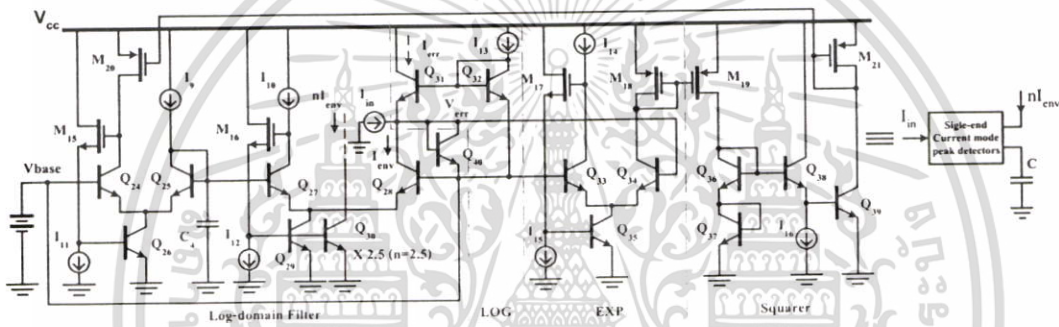


Figure 10. Complete circuit of the peak detector, where $M=2$ (squarer circuit).

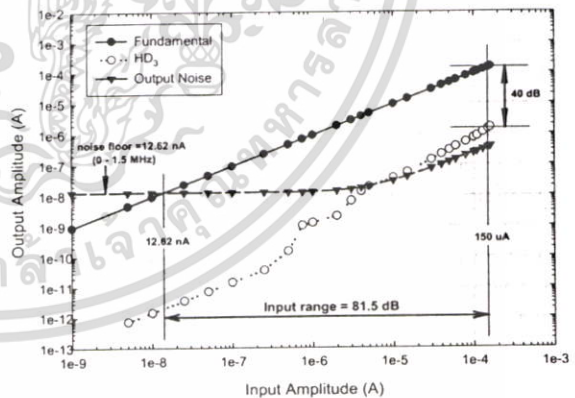
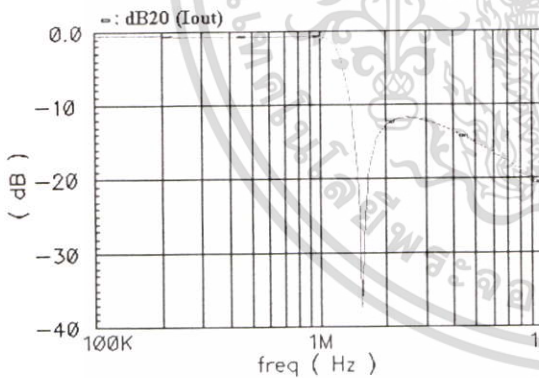


Figure 11. Frequency response.

Figure 13. Linearity of the filter.

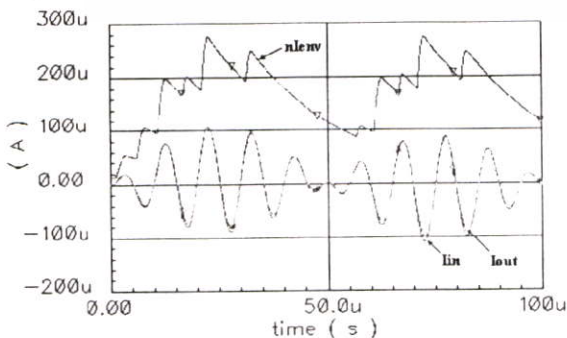


Figure 12. Transient response.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นายพิเชษฐ์ ชัชวารี
วัน เดือน ปีเกิด 21 กรกฎาคม 2520 จังหวัดสระบุรี

ประวัติการศึกษา :

ปี 2539 ป.ว.ช. สาขาอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิคสระบุรี
ปี 2541 ป.ว.ส. สาขาอิเล็กทรอนิกส์อุตสาหกรรม วิทยาลัยเทคนิคท่าหลวงจิมเมนต์ไทยอนุสรณ์
ปี 2544 วศ.บ. สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประสบการณ์การทำงาน :

2545 -ปัจจุบัน ตำแหน่งผู้ช่วยนักวิจัยในโครงการ โทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3

ทุนการศึกษา :-



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้